LE HAUT-PARLEUR

20 ENCEINTES ACOUSTIQUES AU BANC D'ESSAIS

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO. ELECTRONIQUE. REALISATIONS

Suisse : 6,50 F.S. • Belgique : 145 F.B. • Espagne : 500 Ptas • Canada : Can $ 3,75 • Luxembourg : 148 F.L.



LE LANCEMENT DU 1er SATELLITE DE TELEVISION DIRECTE : TV-SAT 1

TECHNIQUE, EVOLUTION ET MESURE DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

L'OSCILLOSCOPE CROTECH 3133

ENCEINTES ACOUSTIQUES Cabasse à Haut-Parleur « nid d'abeilles »

T 1843 - 1748 - 21,00 F

3791843021006 17480

15 JANVIER 1988
N° 1748 - LXIIIe ANNÉE



Notre couverture :

Le diaphragme à structure nid d'abeille, à profil curviligne, développé par Cabasse. Une pièce unique en son genre (les autres sont plans) qui a nécessité une étude poussée pour sa réalisation (outillage spécial, etc.) et qui, en théorie, doit tout surpasser en la matière : légèreté, rigidité, tenue mécanique, thermique aussi. Le bon geste de Cabasse, c'est d'avoir su en réaliser de toutes les tailles, dont de plus modestes susceptibles d'être montés sur des enceintes d'encombrement réduit, telle la Galiote, ou en trois voies, la Caravelle, représentée ici.
Photo : doc. Cabasse. Conception : D. Dumas.

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
Télex : PGV 230472 F

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Président-directeur général et Directeur de la publication : **M. SCHOCK**
Directeur honoraire : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**
Rédacteurs en chef adjoints : **G. LE DORÉ**, **Ch. PANNEL**
Abonnements : **O. LESAUVAGE**
Directeur des ventes : **J. PETAUTON**
Promotion : S.A.P., **Mauricette EHLINGER**
70, rue Compans, 75019 Paris, tél. : 16 (1) 42.00.33.05

ADMINISTRATION - REDACTION - VENTES
SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIOELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 300 000 F

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 379360

Directeur commercial : *Jean-Pierre REITER*
Chef de Publicité : *Patricia BRETON*
assistée de : *Joëlle HEILMANN*





Distribué par « Transport Presse »

Commission paritaire **N° 56 701**

Dépôt légal : Janvier 1988 - N° EDITEUR : 1043
ABONNEMENTS 12 numéros : 252 F
Voir notre tarif spécial abonnements page 192

REALISATIONS

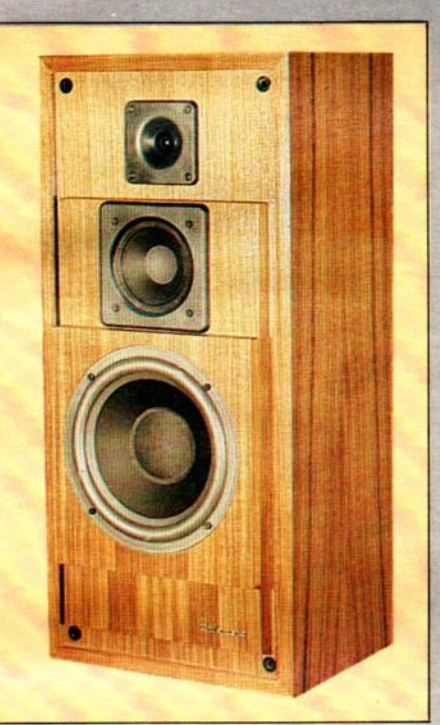
LES REALISATIONS « FLASH »



Sommaire

Nº 1748

BANC D'ESSAIS



INFORMATION



INITIATION



DOCUMENTATION



DIVERS

LE PETIT JOURNAL DU HAUT-PARLEUR

LES FABRICANTS DE SUPPORTS MAGNETIQUES FONT BANDE A PART

Des fabricants et importateurs de supports magnétiques étaient intégrés, sous la forme d'une section, au Simavelec. Le nombre restreint de participants et la modicité de leurs problèmes par rapport aux sections consacrées aux matériels leur ont donné peu de poids vis-à-vis des pouvoirs publics.
C'est sans doute la raison pour laquelle, se regroupant de façon plus représentative, les fabricants ont formé un nouveau syndicat, réunissant neuf fabricants ou importateurs de Supports magnétiques, approchant 80 % du marché. C'est le S.N.S.M., au sein de la Fédération française des industries photo et cinéma, dont le délégué général est M. Robert Seguin. Les membres de ce nouveau syndicat sont, par ordre alphabétique : Agfa, Basf, Fuji, Johnson, Kodak, J.V.C., Sony, T.D.K., 3M.
La première action de ce syndicat consiste à obtenir la réduction du taux de T.V.A. sur les produits magnétiques, comme il est logique pour les produits de culture, et à poursuivre l'action contre la redevance irréaliste pour copie privée.
Le syndicat a notamment pour objet :

- l'information de ses membres sur tout ce qui concerne directement et indirectement la fabrication, l'importation et la distribution des supports magnétiques ;
- la représentation et la défense de ses membres sur le plan national et international auprès des pouvoirs constitués, des organisations professionnelles et syndicales, et toutes personnes, notamment en vue de la réglementation de la profession ;
- la promotion des intérêts professionnels de ses membres par toute voie nécessaire et légale.

Le président du nouveau S.N.S.M. est M. Salomon Dichy (Agfa). Le conseil d'administration est en outre composé de M. Jean-Michel Perbet, (Sony), vice-président, M. Jean Foubard (3M), trésorier, M. Pierre Guenoun (Basf), secrétaire général, M. Robert Seguin, délégué général, et de MM. Alexandre Hu (TDK), Henry Moskowski (JVC), Charley Ouzzan (Johnson TVI), Serge Ratzel-Billard (Kodak) et Jack Setton (Fuji), administrateurs.

Pour bien poser le problème de la TVA et de la redevance, le S.N.S.M. propose le tableau ci-contre comparant la composition des prix public des cassettes vierges audio et vidéo dans les trois principaux pays européens.

Renseignements : Syndicat national des supports magnétiques. Tél. : (1) 46.27.47.29.

	France	R.F.A.	Grande-Bretagne
Cassette Audio :			
Oxyde de fer C 60			
• Prix de vente public HT	7,50	7,50	7,50
• T.V.A.	33,33 % = 2,50	14 % = 1,05	15 % = 1,12
• Redevance	1,50	0,40	
• T.V.A.	33,33 % = 0,50	7 % = 0,03	
• Prix de vente, T.V.A. et redevance comprises	12,00	8,98	8,62
Soit sur le prix HT	60 %	19,7 %	15 %
Cassette Vidéo			
Cassette E 180 Standard			
• Prix de vente public HT	27,00	27,00	27,00
• T.V.A.	33,33 % = 9,00	14 % = 3,78	15 % = 4,05
• Redevance	6,75	1,70	
• T.V.A.	33,33 % = 2,25	7 % = 0,12	
• Prix de vente, T.V.A. et redevance comprises	45,00	32,60	31,05
Soit sur le prix HT	70 %	20,7 %	15 %

J2T EN QUESTIONS

La collaboration entre Thomson et JVC sur le marché européen n'est pas sans nuages. Le climat est même devenu orageux en Grande-Bretagne. Jusqu'à présent, JVC faisait fabriquer ses téléviseurs destinés au marché européen pas Thorn Ferguson, filiale de Thomson. Mais JVC a depuis décidé de fabriquer lui-même ses téléviseurs en Angleterre dans sa propre usine. Thomson (Ferguson) perd du coup 10 MF par mois et se trouve en demeure de licencier 1 200 de ses 4 800 salariés anglais.

LA DOMOTIQUE DEFINIE

La domotique, un concept flou ? Ce ne doit plus être le cas, d'après les professionnels concernés...
« Ensemble des services de l'habitat assurés par des systèmes réalisant plusieurs fonctions pouvant être connectés entre eux et à des réseaux internes et externes de communication. Parmi ces fonctions, on trouve notamment l'économie et la gestion technique, l'information et la communication, la maîtrise du confort, la sécurité et l'assistance. »
Cette définition a été adoptée par la Fédération des industries électriques et électroniques (FIEE), la Fédération nationale du bâtiment et l'Institut français du bâtiment (FNB/IFB), la Fédération nationale de l'équipement électrique (FNEE), EDF, GDF, le Plan Construction et Architecture.

Renseignements : FIEE Club SDI/Domotique, 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cedex 16.



SALON INTERNATIONAL SON ET VIDÉO

Le Salon international Son et Vidéo 1988 se tiendra dans le cadre de la Semaine de l'audiovisuel, du 7 au 12 avril 1988, au Parc des expositions de la Porte de Versailles, à Paris. Ce Salon est le successeur du Festival international du Son et de l'Image vidéo qui, en changeant de nom, de lieu et de dates, prend ainsi un nouveau départ. Pour tout savoir sur ce nouveau salon, nous avons été interroger M. Gallet, commissaire général de cette exposition.

Le Haut-Parleur : Le Salon international Son et Vidéo va succéder au Festival international du Son et de l'Image vidéo. Quelles sont les raisons de ces changements de nom, de lieu et de dates ?

M. Denis Gallet : Lorsque je suis arrivé à ce poste (comme vous le savez, je suis nouveau dans le métier de l'audiovisuel), j'ai regardé dans le dictionnaire ce que signifiait exactement le mot « Festival » ; j'ai découvert que ce mot, à l'origine, s'appliquait à des fêtes musicales propres aux villes allemandes et que, petit à petit, il avait essaimé en France et en Grande-Bretagne. Je me suis alors penché sur le dernier Festival du Son et j'ai essayé de savoir où était la fête musicale. Il n'y avait pas de fête musicale !

A l'origine, je crois qu'il était important pour ce salon de l'assimiler à une fête musicale, parce que c'était le début de la haute fidélité, que cette exposition s'adressait à un public habitué des concerts et que le matériel présenté permettait de prolonger, à domicile, le plaisir de la musique. Ce qui était réservé à une élite s'est banalisé, de nouveaux produits sont apparus : magnétoscopes, caméscopes, disques compacts. Cette explosion de nouveaux types d'appareils a fait que, lorsque je suis arrivé, je me suis trouvé avec un produit (le Festival du Son) et un public, entre lesquels existait un fossé. En changeant de nom, notre premier souci est de faire coller l'appellation au *Produit* et aux produits qui seront présentés dans le Salon. Ce n'est plus une fête musicale mais un lieu où le public viendra découvrir ce que sera le monde audiovisuel de demain, avec des produits déjà existants mais aussi des appareils du futur : vidéodisques, D2Mac Paquets, télévision à haute définition, photo magnétique, domotique, téléphonie... enfin, tout ce qui concerne l'environnement électronique domestique de loisirs.

Le changement de lieu est dû au fait que le CNIT, où se déroulaient les précédentes manifestations, ferme ses portes aux expositions et que nous avons trouvé à la Porte de Versailles un hall suffisamment vaste pour notre salon. Quant aux dates, nous aurions préféré tomber en dehors de la période des vacances de Pâques, mais cela n'était pas possible cette année.

H.P. : Pour la première fois cette année, les Journées de la HiFi, exposition parallèle qui présente des appareils plus ou moins qualifiés d'ésotériques, se tiendront, en accord et avec la coopération du Salon Son et Vidéo, pendant les journées réservées aux professionnels. Etes-vous l'un des artisans du rapprochement entre ces deux expositions ?

D.G. : Quand j'ai découvert l'existence des Journées de la HiFi, j'ai considéré cette séparation comme regrettable. Il y avait deux solutions :

– les faire disparaître en proposant des conditions exceptionnelles à ses exposants ;

– ou bien, se dire que nous ne pouvions pas, dans le hall de la Porte de Versailles, offrir le même confort acoustique que celui des chambres d'hôtel. Et c'est en allant au « Consumer Electronic Show » de Chicago, où deux expositions identiques cohabitent, que je me suis dit que ça ne servait à rien de se bagarrer, et j'ai proposé aux dirigeants des Journées de la HiFi un accord qui prévoit que l'on aura :

– une promotion relativement commune ;

– une conférence de presse commune ;

– des navettes entre notre Salon et les hôtels où se tiendront les Journées de la HiFi qui fonctionneront gratuitement pour les visiteurs. Il y aura aussi des renvois par des stands d'hôtesses et, enfin et surtout, un catalogue commun.

H.P. : Quel sera le prix du billet d'entrée au Salon Audio et Vidéo, et donnera-t-il droit à l'entrée aux Journées de la HiFi ?

D.G. : Les Journées de la HiFi correspondront aux dates où se dérouleront nos journées professionnelles. Tout visiteur du Salon Audio Vidéo pourra donc se rendre gratuitement aux Journées de la HiFi, sous réserve qu'il se fasse enregistrer chez eux, et réciproquement ; c'est donc gratuit mais avec obligation de la formalité d'inscription.

Le prix des entrées au Salon Audio et Vidéo sera cette année de 35,00 F par personne pour une journée mais on pourra préférer une entrée permanente, pour les quatre



journées grand public, à 50,00 F. Des réductions ont été prévues pour les étudiants qui présenteront leur carte : 20 F, et pour les groupes d'étudiants : 10,00 F à partir de 15 personnes.
Le Salon tombant cette année pendant les vacances scolaires, il n'y aura pas de journée spéciale pour les jeunes. Il n'y aura pas non plus de nocturne.
H.P. : Avez-vous prévu des manifestations particulières pendant ce salon ?
D.G. : Nous allons construire, à l'extérieur du Salon, un auditorium de 400 places (600 m^2) dans lequel auront lieu, de 17 à 19 heures, quatre concerts : les jeudi, vendredi, samedi et dimanche, journées au cours desquelles le Salon sera ouvert au grand public. Il y aura deux concerts de musique classique, un concert de jazz et un concert de variétés.
L'accès à l'auditorium se fera exclusivement par un circuit à l'intérieur du Salon ; le ticket d'entrée donnera droit à l'entrée dans l'auditorium pour les 400 premières personnes qui s'inscriront, les autres pourront assister à ces concerts sur les stands et, probablement, dans une salle, à l'étage, où ces concerts seront transmis sur écran géant.
Le Hall de la Porte de Versailles sera à cette occasion équipé d'un système de câblage, accessible à tous les stands, qui permettra d'avoir 36 canaux. Ce sera l'un des bâtiments les mieux câblés de tout Paris.
Autre nouveauté, pour les jeunes, une « Job Convention » au cours de laquelle seront présentés les métiers de l'audiovisuel. L'idée est de profiter du Salon pour montrer et expliquer aux jeunes ces professions. Ce sera une présentation dynamique qui aura lieu dans l'auditorium lorsque celui-ci sera disponible et, si besoin, dans d'autres salles.
L'objectif est, à propos de ces métiers, que les industriels disent leurs besoins, des directeurs d'écoles seront invités et les débats, animés par des journalistes, montreront en quoi les écoles forment ou ne forment pas, offrent ou n'offrent pas les formations nécessaires pour préparer aux métiers de demain.
H.P. : Comment les jeunes pourront-ils accéder à cette « Job Convention » ?
D.G. : Alors, c'est là que je vais faire toute une information à travers les grandes écoles, les universités et les classes de terminales d'un certain nombre de lycées où il y aura une action spécifique auprès de tous ces jeunes.
Bien d'autres actions sont en projet, aussi bien avec les radios privées qu'avec les télévisions, les fabricants de disques, etc., mais je ne peux pas vous en dire plus aujourd'hui.
H.P. : Nous reviendrons donc vous voir le mois prochain et, pour conclure, à un peu plus de trois mois de l'ouverture du Salon, pouvez-vous nous faire un point précis au niveau du nombre des exposants ?
D.G. : Nous allons manquer de place, nous avons déjà dépassé de 15 % la surface occupée l'an dernier. Aujourd'hui, 130 exposants ont retenu une surface totale de 23 000 m^2, contre 20 000 m^2 l'an passé.

NOUVELLES DU JAPON

LE JAPON ACHETE L'AMERIQUE

L'acquisition de CBS Records par Sony en dit long sur le jeu actuel de l'économie. Tandis que les Etats-Unis déclinent du libéralisme, le Japon organise sa course en avant. Plus de cafouillage, pour chaque nouveau créneau, un standard doit s'imposer avant la ruée. Et chaque technologie s'affine comme s'aiguise une nouvelle arme de combat.

Sony a donc acheté CBS Records pour quelque deux milliards de dollars et s'engage déjà à en augmenter le chiffre d'affaires de 20 %. Bien que Sony et CBS collaborent depuis vingt ans au Japon, le rachat d'une firme américaine de cette importance par un groupe japonais a de quoi frapper les esprits.

C'est aussi la victoire des modernes sur les anciens. CBS avait en effet proposé toutes sortes d'améliorations au disque vinylique avant de suivre, contraint et forcé par le marché, le troupeau du compact-disc. CBS s'était plus récemment imposé comme le leader du mouvement anti-DAT en prônant un dispositif anticopie. Le DAT pourrait donc regagner quelques points grâce à ce coup de Monopoly.

Le récent rachat de la division électronique domestique de General Electric-RCA par Thomson et la quasi-obligation pour les constructeurs de téléviseurs japonais d'installer des usines de production aux Etats-Unis vont conduire à une situation paradoxale. Une large partie de l'économie américaine sera dirigée de l'étranger.

GUERRE DES STANDARDS (FIN ?)

Deux standards incompatibles de vidéotéléphone ou visiophone, c'en était trop ! Le comité gouvernemental japonais des technologies de communication a décidé que les deux opposants, Sony/NTT d'une part et Mitsubishi/Matsushita/Nec d'autre part, devaient négocier. Un accord devait être trouvé avant la fin 1987.

LA TV AMELIOREE EN VENTE

La télévision sans papillotement, il y a longtemps qu'on en entendait parler. Les grands constructeurs aussi bien européens que japonais en présentaient régulièrement des prototypes à l'occasion des divers salons. C'est finalement Nec qui commercialise le premier récepteur. Le Nec C-29D70 propose un écran de 29 pouces de diagonale qui utilise un balayage non entrelacé et une mémoire de trame de 1 mégabit. Les précédents modèles du genre, dus à Toshiba et Sanyo, utilisaient des mémoires de ligne et n'avaient pas le droit à l'appellation IDTV (télévision à définition améliorée). Seul handicap pour ce téléviseur numérisé, son prix de l'ordre de 14 000 francs au Japon.

S-VHS AU POING

Les caméscopes S-VHS sont maintenant au catalogue de la plupart des grandes marques habituées du standard VHS. Les constructeurs sont prêts à envahir le marché américain. Pour l'Europe ça viendra plus tard : il faut que JVC développe la version PAL-Secam du S-VHS. Le caméscope S-VHS de base est équipé d'un CCD demi-pouce avec une définition, en NTSC, de 360 000 pixels, équivalente au capteur du caméscope Vidéo 8 mm Sony CCD-V90. Il s'agit des JVC GR-S55, Mitsubishi HV-M34C, Sharp VLC70 format S-VHS-C, et du Panasonic MV-MS1 en format S-VHS. Le caméscope S-VHS de JVC, le GF-S1000, est quant à lui équipé d'un CCD légèrement plus performant (2/3'') à 380 000 pixels (en NTSC). Le record en matière de définition du capteur est détenu conjointement par Toshiba et Hitachi. Le CCD 2/3'' du Toshiba AI-40SV affiche 400 000 pixels tout comme le MOS 1/2'' du Hitachi VM-Z8. Dans leurs probables versions Secam, ces caméscopes devraient pouvoir s'enorgueillir de quelque 500 000 pixels de définition du capteur d'image. Nous allons avoir à notre disposition du matériel vidéo de qualité professionnelle.

A quel prix ? Le prix des caméscopes S-VHS-C sera probablement du même ordre que celui des caméscopes VHS ou VHS-C actuels si l'on s'en réfère aux prix pratiqués au Japon (248 000 à 350 000 yens). Les prix des caméscopes « standard » baissant, eux, avec l'arrivée des nouveaux modèles plus économiques.

Quand ? Le S-VHS devrait être présenté au prochain Salon du Son et de la Vidéo, mais sa commercialisation en France n'interviendra réellement qu'à la fin de l'été... peut-être.

TELEPHONER A SON MAGNETOSCOPE

Le JVC HR-D75 est un magnétoscope VHS-HiFi très performant. C'est aussi le premier magnétoscope conçu pour être commandé et programmé par téléphone. Son « Video-Telephone Controller » TN-V100 peut-être commandé par un téléphone à fréquence vocale et peut-être utilisé soit conjointement à un répondeur, soit en se réglant sur le nombre de sonneries du téléphone (de cinq à quinze fois). Le TN-V100 contrôle neuf fonctions : programmation, mise en marche, enregistrement, annulation du programme, rembobinage de la bande, arrêt de l'enregistrement, marche/arrêt, confirmation de la présence d'une cassette dans le magnétoscope. Pour qu'il n'y ait pas de déclenchement indésirés, le système utilise un code secret personnalisé.

L'IMAGE ET LE SON

Matsushita a développé voici quelques mois un haut-parleur ultra-plat nommé AFP (Audio Flat Panel Speaker). Il lui a trouvé une application tout à fait intéressante dans un vidéoprojecteur géant. Cet Audio Flat Panel Screen est équipé d'un écran de 70 pouces (142,2 × 106,7 cm) qui constitue la membrane du haut-parleur de grave. Cette membrane recouverte de poudre d'aluminium réfléchissante vibre au maximum de 0,3 mm à 100 dB, ce qui n'affecte pas la qualité de l'image. Elle est actionnée par deux bobines mobiles placées sur son revers. L'écran-woofer plat est soutenu par deux supports qui contiennent chacun quatre haut-parleurs elliptiques pour les fréquences médianes et deux haut-parleurs à dôme pour les fréquences hautes. L'ensemble est donc stéréophonique et à trois voies (fréquences de coupures 200 Hz et 4 kHz). Il reproduit la bande 30-20 000 Hz. Le vidéoprojecteur AFP-S mesure 174 × 168 × 7,5 cm et pèse 100 kg. Il permet, d'après son créateur, la meilleure reproduction possible de l'image avec son HiFi dans un appartement.

P. LABEŸ



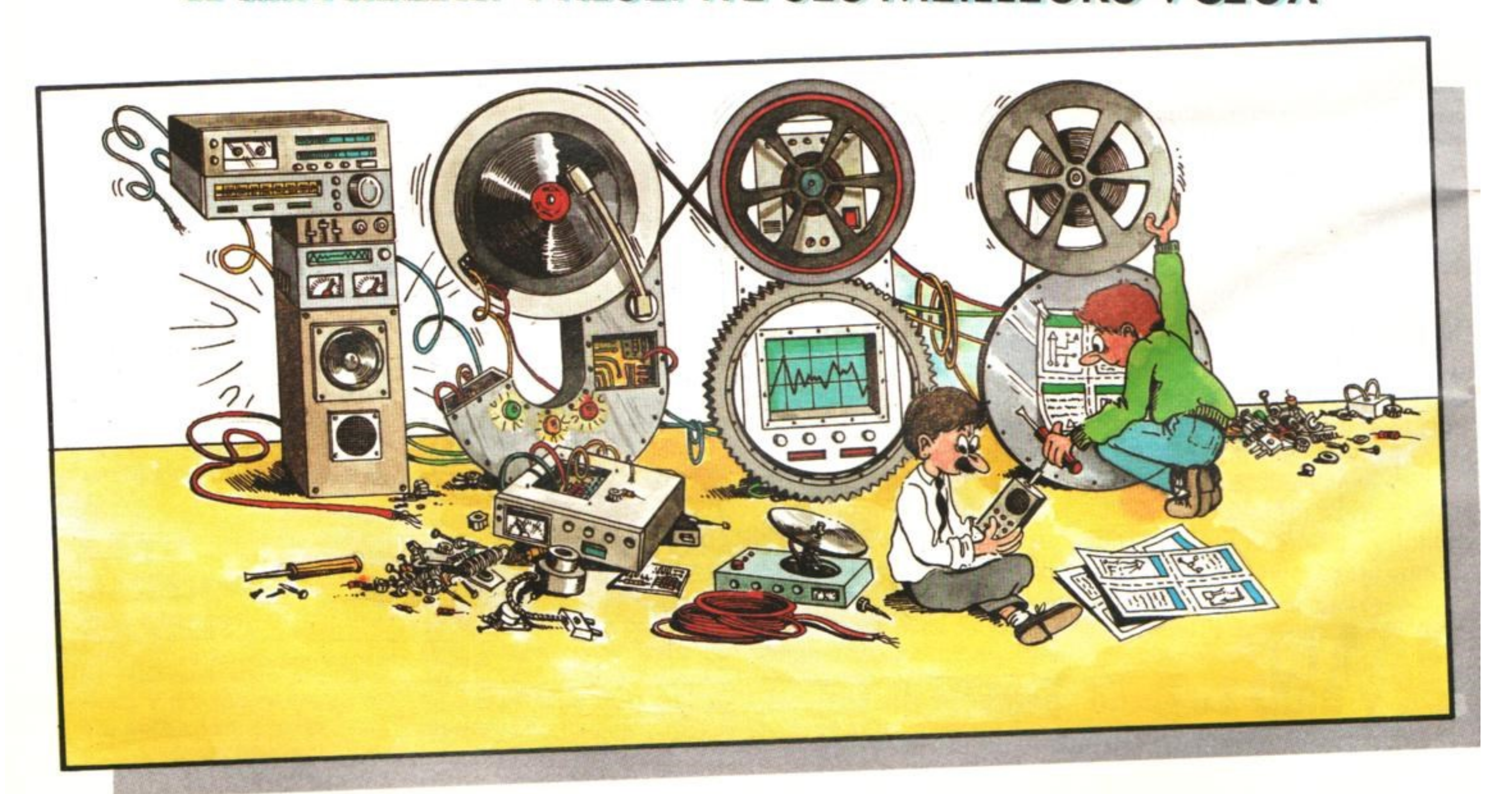
LA TELE DANS LE DECOR

Radiola propose deux nouveaux téléviseurs de 70 et 63 cm conçus pour répondre, dès maintenant, aux exigences du nouveau paysage audiovisuel français. Ces téléviseurs bénéficient d'une conception modulaire avec deux enceintes détachables. Cette formule offre l'avantage de pouvoir disposer les enceintes à proximité de l'appareil, à l'horizontale comme à la verticale, et d'adapter ainsi les conditions d'écoute aux caractéristiques de la pièce. Le téléviseur, libéré de ses enceintes, devient « tout écran » et s'intègre au décor. Pour l'image, ces téléviseurs possèdent un tube FST, écran plat, coins carrés. Ils sont multistandards (PAL, Secam, NTSC par la prise péritélévision : 4,43 et 3,58) et peuvent recevoir jusqu'à 90 programmes. Ils sont équipés de deux prises péritélévision pour le branchement simultané d'un décodeur Canal+ ou satellite et d'un magnétoscope.
Pour le son, ces téléviseurs sont équipés de deux enceintes détachables 2 × 22 W efficaces (2 × 40 maxi).



Distributeur : Radiola, 2, rue Benoît-Malon, B.P. 307, 92156 Suresnes Cedex. Tél. : (1) 47.28.11.60.

A TOUS SES AMIS, LECTEURS ET ANNONCEURS
LE HAUT-PARLEUR PRESENTE SES MEILLEURS VŒUX



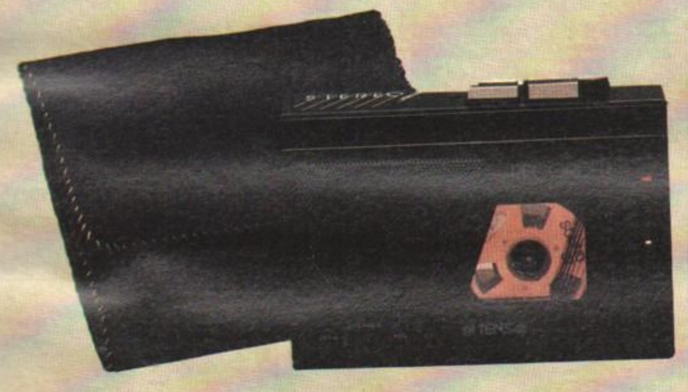


UN RADIO BALADEUR ENREGISTREUR

C'est un véritable combiné radiorécepteur magnétophone dont les dimensions sont celles d'un baladeur (120 × 82 × 37 mm) que propose Tensaï avec son RCR 3222.
La partie radio permet de capter deux gammes d'ondes (PO et FM). La partie magnétophone possède les fonctions suivantes : enregistrement (à partir d'un microphone à condensateur), lecture, retour et avance rapides. L'écoute peut s'effectuer sur le haut-parleur incorporé ou sur casque.
Cet appareil comporte aussi un commutateur mono/stéréo et dispositif « Beat cut » pour la suppression des battements et les prises casques, antenne FM extérieure, microphone extérieur, adaptateur secteur.

Avec l'ensemble sont fournis les accessoires suivants : casque, housse et antenne extérieure. L'alimentation est assurée par 2 piles de 1,5 V à partir d'un bloc secteur. L'appareil pèse 350 g.

Importateur : Dimel SA, 7-9, rue Maryse-Bastié, 93120 ZI La Courneuve. Tél. : (1) 48.36.16.00.



LES PILES FONT FACE

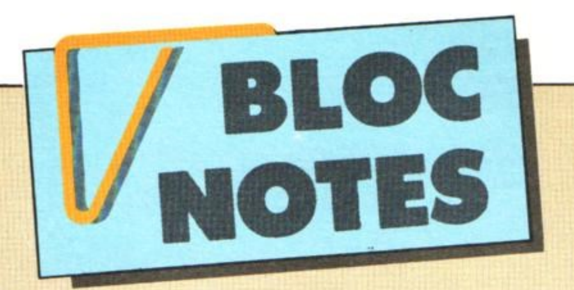
L'arrivée sur le marché de nouveaux appareils plus performants tels que les baladeurs, les ensembles audio portables, les jouets téléguidés, les lampes de poche halogènes appelle de nouvelles piles. Aussi les piles se remettent en question, telles les UCAR qui s'annoncent Génération 3. Ce sont des piles alcalines proposées en deux lignes : Audio Photo Video ou Professional. Leur secret : plus de matière active ; l'utilisation d'un séparateur plus fin a permis de dégager un volume supplémentaire pour les ingrédients actifs. Le rendement des piles a également été amélioré par l'élimination des impuretés, ce qui autorise la réduction du niveau de formation de gaz à l'intérieur de la pile et donc l'amélioration de la conductivité.
Distributeur : UCAR.



UNE NOUVELLE GAMME DE HAUT-PARLEURS CHEZ DAVIS

Après avoir développé une très importante série de haut-parleurs de prestige, la société Davis Acoustic vient de présenter une nouvelle gamme de haut-parleurs HiFi de grande qualité.
Le tableau ci-dessous donne leurs principales caractéristiques techniques.
Ces nouveaux haut-parleurs sont disponibles chez les revendeurs Davis.

MODELE	31 ST 13 M	13 MP 5	17 MP 6	20 MP 8	17 MRP bicône	21 MRP bicône
Dimensions	308 mm	132 mm	177 mm	212 mm	177 mm	212 mm
Impédance	8 Ω	8 Ω	8 Ω	8 Ω	8 Ω	8 Ω
Fréq. de résonance	28 Hz	46 Hz	40 Hz	35 Hz	65 Hz	55 Hz
Sensibilité	94 dB	93 dB	91 dB	94 dB	93 dB	94 dB
Bande passante	30-5 000 Hz	50-8 000 Hz	45-5 000 Hz	35-8 000 Hz	60-16 000 Hz	50-18 000 Hz
P. nominale	100 W	50 W	60 W	60 W	50 W	60 W
P. programmée	120 W	80 W	100 W	100 W	80 W	100 W





MULTICOMPATIBLE

Le Sharp VC-M73S est un vrai magnétoscope multistandard. PAL B/G, Secam B/G/L ou ME-Secam ne lui posent aucun problème. Il peut par exemple lire des cassettes Secam sur un téléviseur PAL. C'est en plus un magnétoscope HQ (complet). Sa télécommande infrarouge propose 23 fonctions. Son programmateur a une capacité de 4 émissions sur 14 jours. Le VC-M73S peut synthétiser 60 canaux y compris le câble et Canal Plus. La recherche vidéo s'effectue à grande vitesse (10 fois la vitesse normale) et certaines fonctions comme l'éjection, la répétition, le rembobinage sont automatisées.
Distributeur : Sharp France SA, Z.I. de Villemilan, rue Ampère, 91320 Wissous. Tél. : (1) 60.11.52.70.





CALCULONS SOUS LA PLUIE

La Sharp EL-586 est étanche et calcule même sous la pluie. De faible épaisseur (3,1 mm), elle offre 132 fonctions scientifiques. Son clavier est fonctionnel : touches noires pour les chiffres et les quatre opérations de base, touches grises pour les fonctions mathématiques et touches bleues pour les mémoires.
Les 132 fonctions de la EL-586, abordent tous les domaines du calcul scientifique : mathématiques, statistiques, physique, logique, etc. Les physiciens retrouveront 20 constantes physiques usuelles (accélération de la pesanteur, masse d'utilisation de l'électron au repos, etc.), accessibles par une seule touche. En utilisation quotidienne, la pile interne de la EL-586 lui assure une autonomie d'environ 7 ans !
Distributeur : SBM, B.P. 50094, 95948 Roissy-Charles-de-Gaulle Cedex. Tél. : (1) 48.63.82.00.

PIONEER SUR LE DAKAR

Pioneer est le sponsor officiel du 10e rallye Paris-Alger-Dakar. Pour le groupe Setton, cette action revêt une grande importance.
En associant son nom au rallye marathon le plus long et le plus dur du monde :
– Pioneer scelle une amitié de longue date avec Thierry Sabine affirmée par une présence fidèle du groupe Setton sur le rallye depuis de nombreuses années (1983, 1984, 1986, 1987) ;
– Pioneer, avec le groupe Setton, transforme le rallye en laboratoire géant où sera testée la fiabilité des autoradios qui équiperont la majorité des véhicules et qui seront soumis à des conditions extrêmes d'utilisation ;
– Pioneer fête son 50e anniversaire, une célébration qui fera date dans les annales de Pioneer, du groupe Setton et du rallye, qui fêtera, lui, son 10e anniversaire.



MIDI AU GOUT DU JOUR

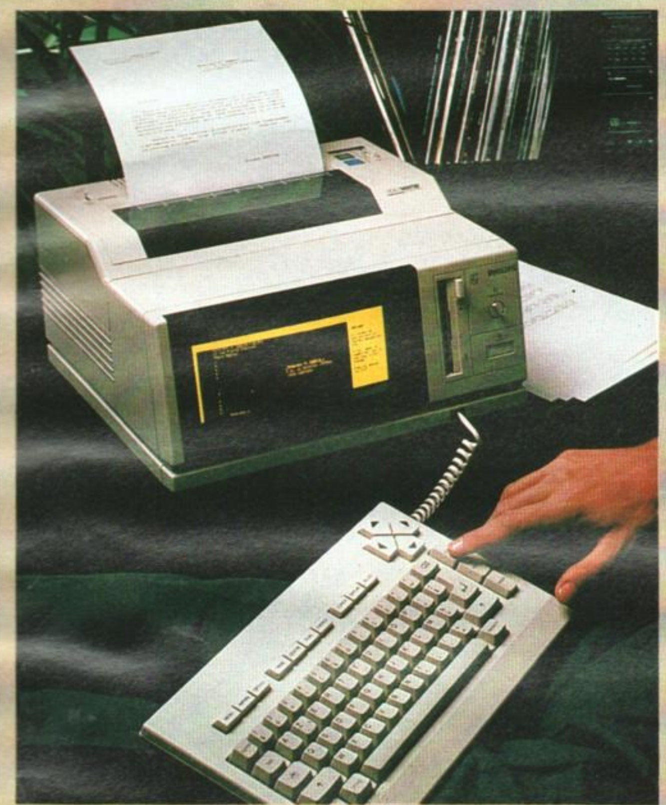


Aujourd'hui, dans les Midi chaînes Technics, ce n'est plus le lecteur de disques compacts qui est en option mais la platine tourne-disques. Le lecteur CD fait partie intégrante de la Midi chaîne X868, tout comme l'amplificateur Class AA, délivrant 2 × 60 W, le tuner à synthèse de fréquence piloté par quartz (3 gammes d'ondes, 24 mémoires), le magnétocassette à double platine (inversion rapide, Dolby B et C) et les enceintes acoustiques 3 voies (grave de 16 cm à membrane en papier renforcé de polyester, médium à cône de 5,5 cm, tweeter à pavillon en céramique). L'amplificateur est équipé de circuits AV Surround et toute la chaîne est commandable à distance par infrarouge (30 touches sur la télécommande !).

Distributeur : Panasonic France, 13-15, rue des Frères-Lumière, B.P. 63, 93151 Le Blanc-Mesnil Cedex. Tél. : (1) 48.65.44.66.

ECRIRE SANS PROGRAMMER

La Vidéowriter est une machine d'un nouveau type, entièrement dédiée à l'écriture. Elle s'adresse à tous ceux qui ne sont pas des professionnels de la frappe, mais veulent bénéficier de tous les avantages des techniques modernes d'écriture sans en avoir les inconvénients. Compacte, elle intègre dans un petit volume (poids 9,5 kg), un clavier, un écran, un lecteur de disquette et une imprimante.



Elle est donc transportable et ne requiert aucune installation prticulière. Une fois le fil branché et la machine allumée, il n'y a plus qu'à suivre les instructions. La Vidéowriter écrit, modifie, supprime, remplace, copie, déplace, corrige – même les fautes d'orthographe – imprime, met en page... le tout en six langues. Elle comprend, pour moins de six mille francs :

– un écran aménagé en deux parties : celle de gauche, noire, affiche de façon lisible le texte en train d'être tapé sur 18 lignes de 80 colonnes ; celle de droite, différenciée par sa couleur ambre donne au fur et à mesure de la frappe toutes les instructions : mise en page, déplacement ou suppression de lignes ou de paragraphes, corrections, orthographe ;

– un support orientable permettant de voir le déroulement du texte ;

– une disquette 3,5 pouces pour conserver tous les textes tapés (sauvegarde automatique). Cette disquette standard contient un dictionnaire de 50 000 mots en français ;

– un clavier à commandes intégrées, détachable pour trouver la position de travail confortable. Clavier standard Azerty conçu pour les non-professionnels de la machine, il a des touches de fonctions libellées en clair ;

– une imprimante intégrée qui permet d'imprimer un texte à tout moment en deux vitesses : version première frappe et version définitive. Ce texte imprimé est la copie exacte du texte à l'écran tel qu'il a été composé.

Distributeur : Philips RTIC, Division TID, 51, rue Carnot, B.P. 301, 92156 Suresnes Cedex. Tél. : (1) 47.28.51.00.

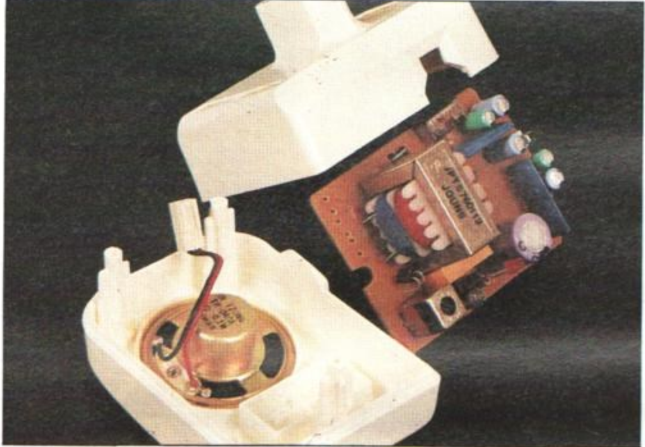
L'Ange Gardien
DE MODULO-PHONE



L'électronique envahit de plus en plus nos foyers, il va falloir multiplier les prises pour pouvoir bénéficier des tout derniers produits comme cet Ange Gardien proposé par Modulo-phone, une firme française qui, jusqu'à présent, limitait ses activités au secteur téléphonique.





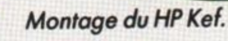


L'Ange Gardien, c'est un petit système de surveillance domestique. Il se compose de deux boîtiers, un émetteur et un récepteur. L'émetteur se reconnaît bien sûr à la mention EMETEUR (avec un seul T !) placée sous la diode électroluminescente qui indique l'entrée en service de l'appareil.
Les deux boîtiers sont identiques et se branchent sur des prises de courant secteur. Ils s'alimentent directement par le 220 V.
L'Ange Gardien est un système de surveillance acoustique entre deux pièces d'une maison ou d'un appartement. Seule exigence, que les deux appareils soient alimentés par la même phase, et encore, ce n'est pas une obligation, car il existe des coupleurs de phases pour toutes les installations à 2 ou 3 phases. L'émetteur comporte, outre son alimentation, un microphone à électret associé à un modulateur travaillant à 215 kHz. Nous sommes en présence, vous l'aviez sans doute deviné, d'un système à courant porteur, on superpose à la tension du secteur une tension alternative à haute fréquence.
L'émetteur est alimenté par un circuit sans transformateur (technique du condensateur série, utilisé comme impédance élevée, en série avec un redresseur), il est réalisé en technologie discrète.
L'absence de commandes autorise ce type d'alimentation, attention toutefois à ne pas faire tomber d'eau sur l'émetteur, le boîtier n'est pas rigoureusement étanche.
Le récepteur est alimenté par transformateur, ce dernier assurant l'isolement, la composante à haute fréquence est transmise par un condensateur. Cette fois, on utilise une technologie de fabrication hybride, la détection de la FM se fait par un circuit PLL réalisé sur module à couche épaisse ; le second hybride, c'est l'amplificateur audio, il attaque un petit haut-parleur dynamique classique.
Deux positions pour le récepteur, une d'écoute, où tout ce qui entre dans l'émetteur arrive au récepteur, l'autre est une position de veille, le son ne sort du récepteur que si le niveau audio à l'entrée de l'émetteur dépasse un seuil fixe.
Le tout est fabriqué à Taiwan, une fabrication de grande série avec soudure à la vague et stratifié phénolique. Evitez de faire tomber le récepteur, quoique les risques de casse soient limités par le maintien du transfo dans un moulage de la coquille supérieure.
Première constatation à la mise en service, nous avons obtenu un son avant même d'avoir branché l'émetteur ! L'explication est simple, une autre personne dispose d'un système de surveillance identique, travaillant sur la même fréquence, à quelque centaines de mètres du lieu du test. Moralité : méfiez-vous des oreilles indiscrètes, on connaissait les scanners pour les radiotéléphones mais pas encore pour le secteur ! Donc, si vous achetez un Ange Gardien, n'en parlez surtout pas à vos voisins !
Sachez donc que vous pouvez être entendu, nous avons par exemple appris que le bébé qui pleurait s'appelait Antoine...
Si un de vos voisins dispose d'une installation identique, vous ne serez gênés que si vous laissez votre récepteur branché sans émetteur. Dès que ce dernier entre en service, son signal reste le seul exploité par votre récepteur. Le démodulateur MF ne tient compte que du signal le plus fort.
Les applications sont nombreuses : surveillance des enfants, report de la sonnerie du téléphone dans une autre pièce sans passer par la ligne téléphonique, surveillance acoustique de locaux, etc. Ou espionnage de vos supérieurs s'ils bénéficient de la même ligne d'alimentation (ce n'est pas très discret !). Par ailleurs, si vous disposez déjà d'un système à courant porteur, vérifiez la compatibilité avec celui-ci avant d'acquérir définitivement le système.

E.L.

TECHNIQUES ET EVOLUTIONS
DES ENCEINTES ACOUSTIQUES

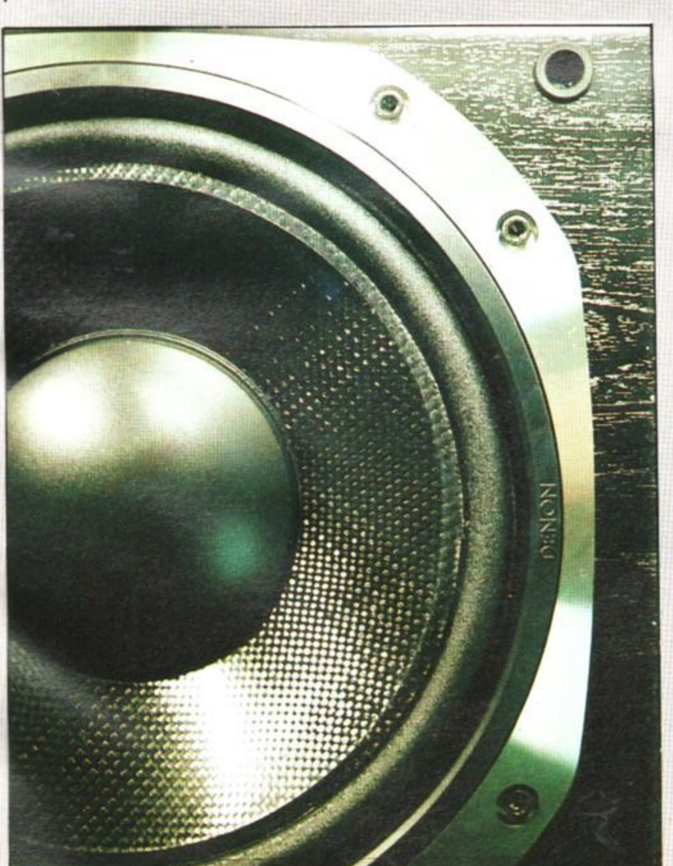
Parmi les vingt enceintes que nous avons réunies pour notre essai, certaines offrent un intérêt technique particulier. Recenser toutes ces innovations permet de faire le point, bien que le produit en lui-même n'évolue pas très vite. On verra également que l'enceinte acoustique est le fruit de la pensée de ce que l'on pourrait appeler des « écoles », qui, malgré la naturelle évolution des choses, n'en restent pas moins attachées à une certaine orthodoxie qui leur est propre.



Montage du HP Kef.

Comment fait-on une enceinte acoustique aujourd'hui ? Difficile de répondre de manière globale... De la grosse industrie (qui n'est pas sans rappeler celle de l'ameublement par certains côtés) à l'artisanat, plusieurs tailles s'échelonnent.

Les méthodes de travail des spécialistes (quelle que soit leur taille) et des gros producteurs d'électronique qui proposent une petite production marginale (les Japonais en particulier) ou font sous-traiter sont très différentes.



Membrane carbone chez Denon.

L'ECOLE ANGLAISE

Rendons-lui cet hommage, c'est la plus ancienne. Elle a tout inventé, ou presque, pour l'acoustique domestique.

Beaucoup de ses inspirateurs ont disparu, dont Briggs (Wharfedale) et, il y a quelques semaines, John Bowers (B & W) qui, avec R. Cooke (Kef), avait su faire passer la production d'enceintes de haute qualité au stade industriel. Demeurent également d'autres marques de moindre envergure mais tout aussi sérieuses, telle Rogers. On doit à ces gens, pour les dernières années, l'introduction des composés de synthèse homogènes ou copolymères destinés aux moulages des diaphragmes de haut-parleur de grave, ainsi que les premiers tweeters à dôme souple pour l'aigu. Ces techniques visaient essentiellement à produire des enceintes très neutres et au comportement vibratoire bien amorti. On leur doit aussi quelques innovations en matière de filtrage, notamment chez B & W et Kef, en particulier sur deux problèmes cruciaux : celui de la réponse grave, optimisée sur un accord du type quatrième ordre grâce à l'adjonction d'un élément passif (condensateur série), ainsi que sur celui de la régularisation de l'impédance (module et argument) par adjonction de composants passifs à réactance conjuguée (Kef). Il est à remarquer que ces études prennent en compte les interactions entre amplificateur et enceinte, problèmes souvent négligés ailleurs.

Les dix dernières années ont vu l'avènement, chez les Anglais, de l'étude de structures nouvelles pour la seule ébénisterie, afin de la rendre rigide et acoustiquement neutre. Citons pour mémoire la Kef 105, la B & W 801, dont certaines parties furent réalisées en matériaux inertes, dans ce sens. Aujourd'hui, les coûts de fabrication étant comptés au plus près, d'autres types de matériaux, structurés (selon des résultats fournis par ordinateur) sont intégrés aux enceintes.

A titre d'exemple, l'architecture « Matrix » développée par B & W, est un ensemble de plaques disposées en plans orthogonaux qui vient

TECHNIQUES ET EVOLUTIONS



Un nouveau HP à double bobine de Focal (JM Lab).

Montage du HP de grave chez Denon.

prendre appui, à chant, sur les parois de l'enceinte.
Autre idée de l'école anglaise : l'étude de la réponse grave en fonction de l'environnement immédiat de l'enceinte. Il est en effet connu, par expérience, qu'une enceinte disposée près d'un mur ou d'une encoignure (les techniciens disent : rayonnement en 2 π ou π, parlant d'angle solide), fournit un grave plus présent, agrémenté d'une résonance particulière. Or, cette caractéristique peut être mise à profit pour les petites enceintes, de celles qui manquent de grave. Kef, en particulier, a développé certaines enceintes en calculant leur réponse grave de telle manière qu'elle soit la plus régulière possible dans ces conditions. C'est le cas des C-10 et C-20 de la marque et, dans une moindre mesure, celui de la Kef 102. Rallié récemment à cette idée, notre Cabasse national a, en même temps, développé une enceinte à égalisation active, la petite « Galiote », dont le fonctionnement utilise des principes voisins de deux de la Kef 102. La Wharfedale Diamond III est également conçue dans cet esprit, mais elle ne bénéficie pas d'égalisation active (quoiqu'il existe chez Wharfedale une Diamond à ampli intégré, dont la réponse est compensée en ce sens). Pour revenir à la Kef 102 (c'est également le cas de la 107), il faut aussi savoir qu'un des éléments du filtre, nécessaire à l'accord dans le grave, le condensateur série procurant le quatrième pôle de la réponse, ne se trouve pas sur le filtre. C'est à l'intérieur de la boîte noire d'égalisation que l'on trouve, non pas ce composant en question, mais un filtre passe-haut actif du premier ordre dont la coupure équivaut à celle de ce condensateur. Cette solution, très élégante techniquement, permet de se passer d'un coûteux et peu fiable condensateur électrolytique non polarisé (d'une valeur théorique de 500 µF environ). Par ailleurs, on remarque une certaine recherche dans le mode de montage du HP de grave, dont la périphérie est « suspendue » (comme sur la 105 d'il y a maintenant dix ans), mais dont la partie arrière, le circuit magnétique, prend appui sur la face arrière de l'enceinte, grâce à une tige métallique filetée et boulonnée. On retrouvera une conception voisine chez Denon, avec le « Super Bass Mount ».
Un grand classique de l'école anglaise apparaît aussi avec la Celestion Ditton 88. Un peu moins novatrice que ses consœurs, elle résulte plus d'évolution de modèles antérieurs déjà performants et réputés, les Ditton 66. Par rap-



La structure de rigidification de la Ditton 88.

Les woofers de la 88 Celestion.

port à ces modèles, on remarque l'abandon de la solution actif/passif pour le grave, au profit d'une solution tout-actif à deux unités identiques en enceinte close. Le calcul (en supposant les haut-parleurs identiques d'une génération à l'autre) montre qu'il faut alors disposer d'un volume interne très important. C'est effectivement le cas de la 88, qui affiche 150 litres environ. Les dimensions de l'enceinte ainsi réalisée nécessitent une rigidification de sa structure, ce que Celestion a fait. Cette intervention était indispensable, compte tenu du fait que la 88 peut tenir des pointes de 300 W, dans le grave, ce qui implique une tenue mécanique de l'ébénisterie sans faille... Par ailleurs,

L'Air Motion Transformer, du Dr Heil, chez ESS. Les fentes de diffraction sont horizontales pour une meilleure distribution verticale...

... celles de l'EMIT sont verticales pour...

L'Excellent dôme rigide Celestion.



Celestion fait figure de dissident, par l'usage d'un tweeter à dôme rigide, alors que les Anglais prônent la solution « souple », de moindre rendement, mais d'un comportement impulsionnel supérieur (une étude de J. Mahul, alors ingénieur chez Audax, avait déjà fait mention de ces observations, dès le début des années 70). L'adoption de ce type de transducteur par Celestion n'est pas irraisonnée. Elle résulte d'une étude très poussée du comportement vibratoire des diaphragmes rigides par interférométrie, et l'expérience de Celestion en matière de tweeters à chambre de compression fut d'une aide certaine.

Notons que le diaphragme et le support de bobine mobile de ce tweeter sont faits d'une seule pièce, ce qui réduit les problèmes de couplage (dus à la colle) et permet une meilleure dissipation thermique.

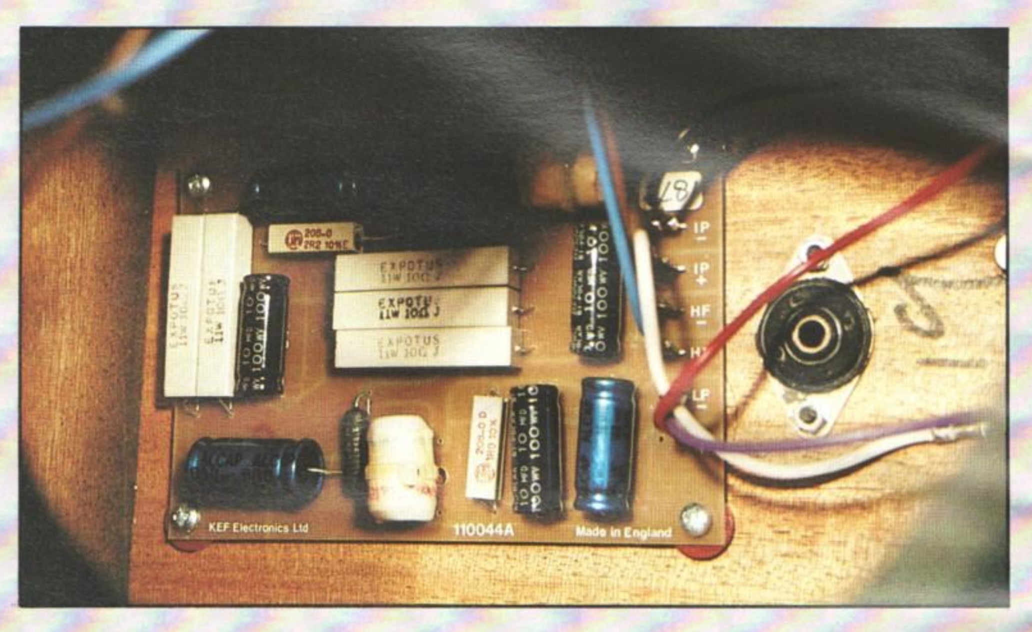
Pour en finir avec les Anglais, citons Rogers, qui fut un des premiers à utiliser le polypropylène pour ses diaphragmes de grave. Ce constructeur maîtrisa très tôt un procédé d'encollage (côté bobine et spider) à tenue thermique et mécanique satisfaisantes – ceci pour sa plus récente contribution technique.

L'ECOLE AMERICAINE

A l'instar de l'école anglaise, elle est aussi ancienne, mais s'en différencie tout naturellement par influence culturelle. En effet, dans ces Etats où le spectaculaire et le gigantisme règnent en maître, naquirent des idées à la mesure des besoins du public. N'oublions pas non plus que beaucoup de fabricants d'enceintes américains ont eu une activité liée à celle du cinéma, ou des théâtres. Sans vouloir en retracer l'historique, on pourra remarquer que l'enceinte américaine a traversé ces dernières années une crise assez profonde, agrémentée de quelques transformations, absorptions, faillites industrielles et financières. L'origine en fut le manque de productivité ainsi que le dollar, trop élevé pour les industriels et leurs clients européens.

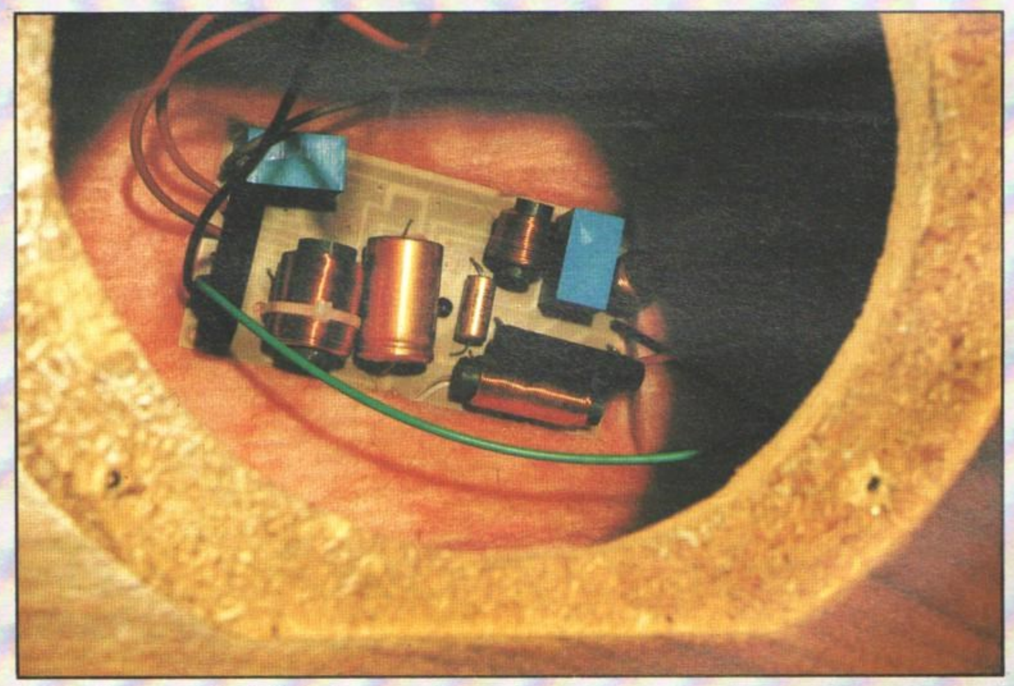
Les américaines reviennent en force aujourd'hui. Chez JBL, dont le destin sera lié à celui d'Audax, désormais (plus exactement, c'est le contraire...), on reste sur un bel acquis, celui des circuits magnétiques à géométrie optimisée, le fil plat pour les bobines et les dômes de tweeters en titane. Infinity reste fidèle au polypropylène, dont il tire la quintessence avec un médium de 10 cm très convaincant à l'écoute. La marque se distingue avec son tweeter isodynamique plan « EMIT » (l'ENIM, version médium de ce HP, était à mon sens moins réussie), dont les caractéristiques de dispersion (un problème auquel les Américains sont très sensibles), excellentes, sont obtenues par un réseau de fentes, par diffraction. Pour les néophytes,

précisons que c'est la largeur de la fente verticale qui conditionne le rayonnement dans le plan horizontal. Toujours au chapitre de l'aigu et de sa distribution spatiale, saluons le retour d'ESS, avec son tweeter Air Motion Transformer, à diaphragme conducteur plissé dont la contraction ou l'expansion compresse ou décompresse l'air entre les plis. Une bonne nouvelle pour les amateurs : la distribution d'ESS en France annonce le retour des « Tower » de la marque, ces grosses enceintes dont un modèle, l'AMT-1, avait défrayé la chronique il y a dix ou quinze ans !
Autre *come back* : celui de Cerwin Vega.



La partie passive du filtre de la Kef met en jeu des éléments de régularisation d'impédance.

Pour les amateurs d'anecdotes, chez Cervin, on mettait l'accent sur la tenue en puissance des haut-parleurs. Les représentants de la marque avaient recours à une démonstration très spectaculaire de la chose. Ils saisissaient un de leurs haut-parleurs de grave et lui appliquaient la tension du secteur pendant quelques secondes. Malgré un tel traitement, le haut-parleur fonctionnait encore à merveille après ce test, chez le client. Il y a un truc, entend-on dans la salle. C'est vrai : d'abord, le secteur est à 100 V aux Etats-Unis, donc quatre fois moins méchant en puissance que celui d'EDF. Ensuite, le secteur américain est à une fréquence de 60 Hz, soit, et c'est un hasard heureux, la fréquence de résonance des haut-parleurs ainsi démontrés. A cette fréquence, un HP de grave, non monté en enceinte, peut présenter une impédance de 50 à 100 Ω. Faites le calcul : la puissance n'excédait pas 200 W ! C'est précisément ce chiffre qui est donné pour la CD-70 (valeur constructeur) et qui résulte également d'une impédance assez élevée, électriquement, et d'un amortissement faible de l'équipage mobile du HP de grave de cette enceinte. Le témoignage d'un passé (et d'un présent qui n'est pas importé) orienté vers les hauts niveaux acoustiques apparaît aussi avec un rendement élevé, ainsi que par l'usage d'un tweeter annulaire à pavillon, dont la directivité est maîtrisée grâce à un profil bien étudié.



Le filtre à pente raide de JM Lab.

L'ECOLE JAPONAISE

Question de culture, encore, mais, c'est promis, ce sera bref. D'autant que l'on connaît assez mal le sujet. Remarquons cependant que la musique d'origine japonaise ne nécessitait pas de grosses enceintes à haut niveau et descendant bas dans le grave pour sa restitution (à part la grosse cloche de montagne,

s'il s'agit d'un instrument intégré à une formation). La passion de faire mieux que les Américains fut, à mon sens, le plus gros facteur d'inspiration des Japonais. Bref, l'école est sous influence, mais semble s'en dégager maintenant. Le gigantisme de certaines réalisations, destinées au marché outre-Pacifique, étonne encore. Chez Mitsubishi, on fait des HP d'un mètre de diamètre (et des tubes télé de la même taille – voir « Nouvelles du Japon »). Mais le meilleur des Japonais apparu vers la fin des années 70 avec certaines réalisations dues à Technics, en particulier. C'est l'école des nouveaux matériaux, des circuits magnétiques optimisés, défendue au début des années 80 par Pioneer (polymère-graphite, béryllium), Yamaha avec ses séries NS, Technics et ses séries SB. Les modèles représentés dans nos essais sont assez voisins de conception et ne sont pas sans évoquer, extérieurement, la Yamaha NS-1000. Ils se distinguent par l'usage de matériaux récents, membranes en carbone tressé, dômes en titane durci... par nitruration (breveté par Kenwood) ou en bore recristallisé (Onkyo).

En ce qui concerne l'accord de l'enceinte, celui-ci s'effectue un peu au hasard, les « alignements » n'étant pas le point fort des Japonais. A enceinte et HP de grave égal, les réponses graves sont très variables d'une enceinte à l'autre. A écouter attentivement, pour s'en faire une idée et remarquer la principale qualité de ces produits : une excellente définition des registres medium et aigu.



Celui de JBL, avec une pièce frontale pour une meilleure dispersion.

Chez Infinity, on reste fidèle au polypropylène translucide.

L'ECOLE FRANÇAISE

On en connaît l'histoire et ses acteurs. Cabasse reste fidèle à sa ligne de HP, de haute qualité, et à l'enceinte close. Elipson achète les meilleurs HP pour l'application recherchée, « pond », un filtre bien adapté, et habille l'enceinte avec élégance. Chez JM Lab, comme chez Siare, on travaille ausi les nouveaux matériaux : carbone, fibre de verre, kevlar, et l'accord bass-reflex. Les résultats sont souvent à la hauteur des recherches, même dans les petits prix, notamment avec les modèles à double bobine de JM Lab dotés de filtres à pentes fortes (technique utilisée aussi sur le modèle d'Elipson). Nouveau venu, Academic joue une carte classique, la colonne, avec des composants bien choisis (dont un grave carbone tressé dû à Michel Visan, de Davis Acoustics, et le très fameux HD 12 9 D 25 Audax), pour un prix très abordable.

ET LES AUTRES...

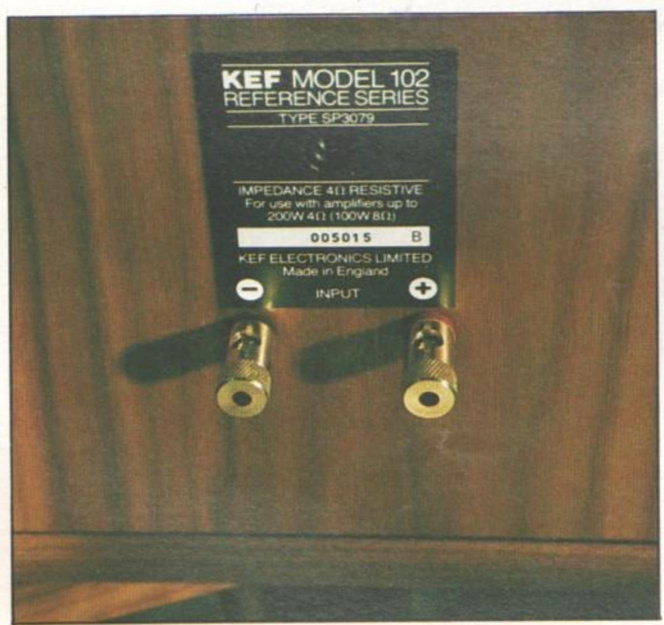
Chez Pioneer « franco-japonais », puisque les enceintes, les Prologue 70, viennent de Cestas, près de Bordeaux, on est revenu à des solutions plus classiques : cellulose et dômes souples enceinte close. Rien de neuf à tout cela, mais cela marche mieux que les anciennes séries, pourtant plus sophistiquées. Jamo, la marque qui monte, d'origine danoise, a apporté surtout en matière de génie industriel. Les produits sont classiques, d'assez bonne qualité, à l'examen des composants, mais assemblés selon des méthodes très ingénieuses, ce qui en réduit le coût dans de notables proportions. L'intégration de faces avant moulées (découpées par un robot ASEA dont la tête supporte un jet d'eau à  très haute pression), rigidifiées et acoustiquement neutralisées par injection de polyuréthane et formant pavillons medium et aigu, reste le point original de cette marque très dynamique.

G.L.

BANC D'ESSAIS

20 ENCEINTES ACOUSTIQUES

Il y a tout juste un an, nous avons inauguré une nouvelle méthode et un nouveau matériel de mesure d'enceintes acoustiques. Les essais avaient porté sur douze modèles, très différents, tant en prix qu'en prestations. Nous récidivons cette année avec vingt produits, choisis dans une fourchette de prix plus restreinte, entre 3 000 et 8 000 F environ, exception faite de deux ou trois modèles. Ces derniers nous ont paru en effet très intéressants du fait de leur actualité technique ou de leur rapport qualité/prix favorable. Cette série d'essais est aussi l'occasion de vous présenter une méthode d'analyse globale en trois dimensions, que nous avions à peine dévoilée l'an passé et que nous utiliserons de manière systématique, désormais. Elle fut d'ailleurs appliquée à la description de trois kits d'enceintes parue dans notre numéro 1746 de novembre dernier.



Les enceintes acoustiques sont certainement les objets les plus difficiles mais aussi les plus intéressants à mesurer. En effet, ce sont des transformateurs d'énergie dont la modélisation fait apparaître un schéma équivalent assez complexe pour la seule partie électromécanique, et dont le rayonnement fait intervenir plusieurs sources non cohérentes. De plus, l'information recueillie par le micro de mesure ne correspond pas, dans le temps, à celle émise par le générateur : en effet, le son met un certain temps à parcourir la distance séparant le haut-parleur du microphone. Une analyse précise nécessite donc de déterminer ce temps (somme du temps de propagation du filtre, des haut-parleurs et de la propagation dans l'air) et d'en tenir compte lors des mesures. C'est précisément ce que fait notre système Techron, avec la possibilité, en plus, d'ajouter à ce temps « t_o » quelques tranches de temps « dt » supplémentaires en vue d'étudier le comportement de l'enceinte après excitation. Cette méthode se faisant par balayage de fréquence linéaire de 20 à 20 000 Hz, à des temps différents (32 pas entre 3 000 microsecondes et 10 000 microsecondes), et la fonction relevée étant l'amplitude, nous disposons donc de trois informations que l'on peut représenter sur un diagramme 3D, dit 3D-TDS pour spectrométrie à délai temporel en trois dimensions.

A VUE D'ŒIL

Tout le problème réside dans l'interprétation du diagramme. Une enceinte idéale, par exemple, montrerait une ligne droite, sa courbe de réponse, et une seule, au fond du 3D. L'enceinte réelle montre plusieurs courbes, dont sa courbe de réponse, au fond (à 3 000 microsecondes, c'est-à-dire à 1,02 mètre du micro) ainsi que celles rendant compte de son traînage, relevé jusqu'à 10 ms après passage du signal. Une bonne enceinte, qui traîne peu, montre une descente régulière et relativement rapide des courbes au fur et à mesure qu'elles s'approchent. On remarquera parfois l'extinction complète du signal au-dessus de 5 000 ou 10 000 Hz (cas des enceintes à tweeter à dôme souple). Attention, en abscisses, les fréquences sont représentées linéairement. La courbe de réponse unique (celle de droite) est plus classique et représentée en coordonnées logarithmiques, avec un délai de 3 000 microsecondes.
Elle montre, en fait, deux courbes, l'une relevée dans l'axe, l'autre à 30° dans le plan horizontal, hors de l'axe. Ceci rend compte de la directivité du système de haut-parleurs, que l'on observe surtout dans les deux derniers octaves du spectre audio (entre 5 000 et 20 000 Hz).

LES CHIFFRES

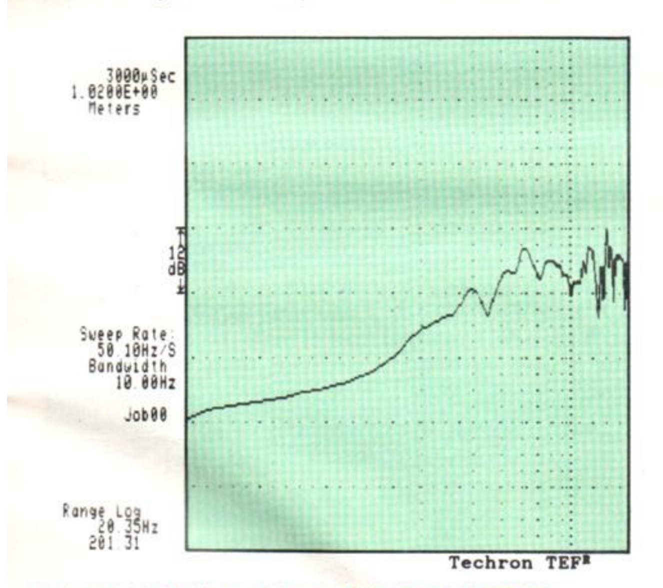
Sous la mention « Amplitude » apparaissent, chiffrées, les réponses en fréquence et leur déviation hors-axe, phénomènes évoqués immédiatement. Le « Rendement » chiffre l'efficacité de l'enceinte pour une tension constante de 2,83 V (sans faire apparaître la puissance absorbée) : ce n'est pas un critère de qualité,

mais, pour ceux qui écoutent à haut niveau, un indice permettant de savoir s'il faut un ampli plus puissant que la moyenne pour ces enceintes. L'impédance rend compte de ce que consomme l'enceinte. Plus le chiffre est élevé, moins l'amplificateur sera sollicité. Retenir donc, logiquement, la valeur minimale de ce paramètre qui varie selon la fréquence. Limite : 3 Ω et jamais en dessous. La réponse grave indique quelle sera la tonalité la plus basse susceptible d'être restituée par l'enceinte, notée en hertz (Hz). Trente hertz constituent notre propre limite audible (en dessous, on perçoit la vibration plus qu'on ne l'entend), et nous avons relevé la pression acoustique délivrée par l'enceinte à cette fréquence. Plus ce niveau est élevé, meilleur c'est (attention ! les nombres sont négatifs : – 12 dB constitue donc un meilleur résultat que – 15 dB !). Distorsion : elle est relevée et moyennée entre 50 Hz (au-dessous, il y a peu d'information) et 5 000 Hz (au-dessus on ne l'entend presque pas).

Quelques précisions supplémentaires : les courbes de réponses ont été relevées l'enceinte posée sur un pied isolant à un mètre du sol, sauf pour certains modèles, Celestion Ditton 88, Siare Athéna, qui se posent naturellement au sol. La réponse grave a été mesurée en proximité (en pression, disent les techniciens) à 3 cm du haut-parleur avec une TDS corrigée pour cette distance. Afin de s'affranchir de phénomènes électriques gênant l'amortissement, nous avons utilisé, pour les diagrammes 3D-TDS, un câble de liaison ampli vers enceintes très peu résistif (origine : Vecteur) et un ampli à facteur d'amortissement élevé (Dual PA-5060). Même matériel pour l'écoute.

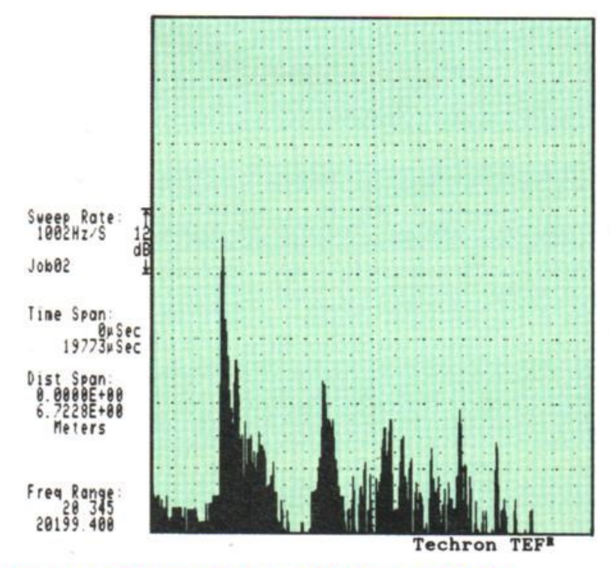
POUR CONCLURE

Quelques bonnes surprises : aux extrêmes, curieusement, et deux Anglaises, pour couronner le tout : Wharfedale Diamond III et Celestion Ditton 88. Un coup de génie en quatre litres et une œuvre de compagnons en 150 ! Paradoxe : outre leur origine et leur « inspiration culturelle » communes, il y a un point commun entre ces deux enceintes : un rendement moyen et une mentalité très britannique. Suit alors un peloton très serré où il est difficile de départager les concurrents. Une Kef 102 réussie, certes, mais qui reste encore trop directive : le constructeur le précise en toute honnêteté dans sa notice (c'est tout à son honneur, puisqu'il est le seul à le faire !). La Rogers LS-6 la surpasse à ce titre mais réclame un ampli puissant et stable sur charge complexe. Et les Françaises ? Dans le peloton également : deux colonnes, l'Academic AD-100 techniquement réussie, mais un poil trop directive ; et pour quelque mille francs de plus, une JM Lab DB-28 bien équilibrée, pour laquelle j'ai un gros penchant. L'Elipson 1403, correctement positionnée, devrait faire des heureux, pour 8 000 F la paire. Là on paye, en sus d'une technique assez sophistiquée, une exécution très soignée, originale mais aussi génératrice de performances. J'allais oublier la Siare Athéna, qui, malgré des temps durs



Vertical : 12 dB/div with base of display at 55.0 dB
0 dB is located at .00002 Pascals
Horizontal : 20.35 Hz to 201.31 Hz
Log freq axis (2.7 decades)
Resolution : 6.7870E+01 Meters & 1.0000E+01 Hz
Time of test : 3000 microseconds, 1.0200E+00 Meters

Aspect d'une courbe de réponse EFC, relevée entre 20 et 200 Hz (réponse grave, en proximité) sur une Kef 102, munie du correcteur K-UBE. Les fortes oscillations sont dues à une absence de correction de proximité.



Vertical : 12 dB/div with base of display at 55.0 dB
0 dB is located at .00002 Pascals
Horizontal : 0 microseconds or 0 Meters to
19773 microseconds or 6.72282 Meters
scale : 1.8381E+00 Meters/inch or 7.2366E–01 Meters/cm
5406 microseconds/inch or 2128 microseconds/cm
Line spacing : 49.5564 microseconds or 1.68492E–2 Meters
Line width : 67.3967 microseconds or 2.29149E–2 Meters

Aspect d'un relevé ETC, montrant l'énergie en ordonnées, en fonction du temps, de 0 à 20 microsecondes, ou, en termes de distance, de 0 mètre à 6,72 mètres. Le premier pic montre la distance entre micro et enceinte (1 mètre environ), les autres, des sources de vibrations « plus éloignées ».

(quoique la perspective d'intégration au groupe Harman soit assez excitante), représente encore et toujours l'idée la plus honnête qui soit du rapport qualité/prix. Mais il lui faudra se battre avec quelques Américaines sur le retour : une Cerwin Vega enfin neutre (à quelques toniques près) et d'un rendement élevé ; une JBL, future sœur par adoption, qui se souvient de ses ancêtres pour un prix bien plus raisonnable ; une ESS étonnamment facile à positionner et dynamique dans le grave ; une Infinity enfin homogène (j'ai eu une « prise de bec » avec son distributeur à propos d'un ancien modèle...), quasi imbattable sur les œuvres classiques (sauf peut-être par Ditton 88). Et les autres ? Le groupe des trois Japonaises (cinq, si l'on compte Akaï et Luxman qui distribuent cette enceinte aux avatars étonnants) offre de séduisantes écoutes : Denon SCR-88Z, Kenwood LS-880, Onkyo D-77X, dont une est vendue à un prix époustouflant, ont ces points communs : une écoute très analytique et détaillée. Mais elles restent un peu difficiles à positionner dans le local d'écoute. Une paire de pieds (30... 40 cm de haut) est bienvenue. En tout cas, quelle technique ! Deux cas à part, pour finir : Jamo CDP 35 et Pioneer Prologue 70. Deux concepts radicalement opposés. La première reste, à mon sens, une très belle réussite industrielle. Jamais, je le jure, on n'a vu fabriquer une enceinte performante en si peu de temps et pour un coût (tant côté fabricant qu'utilisateur) aussi réduit. Si cela continue à ce rythme, certains maîtres de l'enceinte ont du souci à se faire.

Prologue 70 est une excellente enceinte, mais un peu sur le tard techniquement parlant, et faible en rendement. Pourtant, son écoute est ravissante d'élégance, moyennant l'usage d'une électronique très performante. Et la B et W 1800 ! C'est une B et W neutre comme les Matrix, plus dynamique, moins chère aussi et moins gourmande en énergie. Vous savez tout, faites votre choix.

■

Marque Modèle	Academic AD-100	B & W DM-1800	Cabasse Drakkar	Celestion Ditton 88	Cerwin Vega CD-70	Denon SC-R 88 Z	ESS PS-920	Elipson 1403	infinity RS-5000	Jamo CD Power 35
Origine	France	G.-Bretagne	France	G.-Bretagne	USA	Japon	USA	France	USA	Danemark
Type	2 voies B.R.	2 voies B.R.	3 voies closes	3 voies closes	3 voies B.R.	3 voies B.R.	2 voies +	3 voies D.B.	3 voies closes	3 voies closes
Equipement										
Grave	20 cm carb.	20 cm synt.	21 cm cellul.	2 × 28 cm cell.	30 cm cellul.	28 cm carb.	20 cm cell.	17 cm cell.	25 cm polyp.	28 cm cellul.
Medium	–	–	10 cm cellul.	15 cm cellul.	15 cm synt.	10 cm carb.	–	10 cm cellul.	10 cm polyp.	10 cm cellul.
Aigu	1,9 cm DS	2,6 cm DS	1,6 cm DS	2,5 cm AL	2,5 cm annul.	2,5 cm DS	AMT	2,5 cm DS	EMIT	2,5 cm DS
Rendement (1)	90 dB	90 dB	94 dB	88 dB	16 dB	89 dB	92 dB	91 dB	88 dB	95 dB
Puiss. max. (2)	100 W	120 W	80 W	240 W	120 W	130 W	70 W	80 W	130 W	90 W
Niveau press. ac. maximale	110 dB	110 dB	113 dB	114 dB	116 dB	110 dB	109 dB	109 dB	109 dB	114 dB
Réglages	–	–	–	–	méd. + aigu	–	–	–	méd. + aigu	–
Dimensions (cm)	78 × 29 × 26	64 × 24 × 30	65 × 30 × 28	109 × 50 × 34	67 × 38 × 37	67 × 38 × 37	56 × 30 × 30	80 × 25 × 31	60 × 38 × 26	65 × 38 × 37
Finition	vyn. noyer	noyer vérit.	noyer vérit.	noyer vérit.	vyn. frêne noir	vyn. frêne noir	noyer vérit.	laqué blanc	noyer vérit.	vyn. frêne noir
Prix (paire)	4 000 F	6 900 F	8 800 F	13 000 F	7 960 F	9 000 F	5 400 F	8 000 F	7 900 F	4 800 F
Cote H.P. (s/20)	16	16	16	19	15	17	18	16	17	15

(1) Pour 2,83 V, en bruit rose, local semi-réverbérant (2) en bruit rose, avant compression (– 3 dB).

Marque Modèle	JBL LX-55	JM Lab DB-28	Kef 102	Kenwood LS-880	Magnat Monitor SE	Onkyo D-77 X	Pioneer Prologue 70	Rogers LS-6	Siare Athéna	Wharfedale Diamond III
Origine	USA	France	G.-Bretagne	Japon	RFA	Japon	France	G.-Bretagne	France	G.-Bretagne
Type	3 voies B.R.	2 voies B.R.	2 voies	3 voies B.R.	3 voies closes	3 voies B.R.	3 voies closes	2 voies B.R.	3 voies B.R.	2 voies B.R.
Equipement										
Grave	20 cm cellul.	21 cm D.B.	16 cm polyp.	28 cm carb.	2 × 20 cm cellul.	28 cm carb.	25 cm cellul.	20 cm polyp.	20 cm cellul.	11 cm synt.
Médium	10 cm cellul.	–	–	7,5 cm titane	10 cm cellul.	10 cm carb.	3,5 cm DS	–	17 cm F.V.	
Aigu	2,5 cm titane	2,5 cm F.V.	2,5 cm DS	2,5 cm titane	2,5 cm A.L.	2,5 cm titane	2,5 cm DS	1,9 cm DS	2,5 cm DS	2,5 cm DS
Rendement (1)	90 dB	93,5 dB	92 dB	89 dB	90 dB	89 dB	87 dB	88 dB	93 dB	88 dB
Puiss. max. (2)	80 W	120 W	70 W	130 W	120 W	130 W	90 W	80 W	80 W	50 W
Niveau press. ac. maximale	108 dB	113 dB	107 dB	110 dB	109 dB	110 dB	105 dB	106 dB	112 dB	105 dB
Réglages	–	–	K-UBE actif	méd. + aigu	–	–	–	–	–	–
Dimensions	65 × 34 × 30	88 × 25 × 30	33 × 21 × 27	59 × 31 × 32	84 × 26 × 24	67 × 38 × 37	57 × 31 × 27	51 × 28 × 28	100 × 32 × 34	24 × 19 × 20
Finition	vyn. frêne	noyer vérit.	noyer vérit.	vyn. frêne noir	vyn. noir	vyn. frêne noir	noyer vérit.	noyer vérit.	noyer vérit.	vyn. frêne noir
Prix (paire)	5 980 F	5 300 F	5 000	4 980 F	5 180 F	4 190 F	4 500 F	5 900 F	8 000 F	2 980 F
Cote H.P. (s/20)	13	18	18	17	13	17	16	18	16	18

(1) Pour 2,83 V, en bruit rose, local semi réverbérant (2) En bruit rose, avant compression (– 3 dB)
Carb. : carbone tressé - Cellul. : cellulose - Polyp. : polypropylène - Vyn. : vynile - AL : alliage léger
D.B. : double bobine - B.R. : bass-reflex - FV : fibre de verre - DS : dôme souple



ACADEMIC AD-100

Peu connue de nom, mais fort bien distribuée, l'Academic est une deux voies type colonne bass-reflex, à poser au sol, concept très prisé actuellement chez les constructeurs français. L'équipement en transducteurs fait cohabiter un 20 cm à membrane carbone tissé d'origine Davis et un tweeter H 253 de Seas. Ménage classique et sans histoires, tempéré par un filtre à 6 dB/octave ; une structure très simple qu'autorisent les caractéristiques des haut-parleurs. La charge du Davis est correctement calculée et débouche sur un évent vertical rayonnant par le fond de l'enceinte. Seule ombre au tableau : les caractéristiques de directivité du H-253 auraient dû imposer son montage au plus haut de l'enceinte, à moins d'écouter celle-ci, l'oreille à 40 cm au-dessus de la moquette. Dommage, car l'équilibre général est excellent dans l'axe. Piétement recommandé.





B & W DM-1800

Faire aussi bien que les coûteuses Matrix 1, 2 et 3 de la marque et bien moins cher, telle était l'idée de B & W lors de la conception de la 1800, ainsi que de produire une enceinte à rendement plus élevé que de coutume, et assez peu encombrante. La structure de rigidification « Matrix » a été adoptée sur la DM-1800, mais avec un positionnement différent, révélé par une analyse modale des vibrations. La face avant en polypropylène renforcé (dessinée par Grange de Pentagram) vient renforcer la structure. Un nouveau HP de grave, dont le comportement du diaphragme résulte d'une analyse dite « par éléments finis », est en matériau composite. Le tweeter est également nouveau, son diaphragme est, chose nouvelle chez B & W, métallisé. L'enceinte est de type bass-reflex, alignée sur un système du quatrième ordre type Butterworth, donc très linéaire dans le grave. Tout cela pour moins de 8 000 F la paire... Voilà le modèle qui manquait chez B & W.





CABASSE DRAKKAR

Une solution « trois voies » assez peu encombrante (quoique hésitant entre les formats bibliothèque et enceinte de sol), superbement finie (air connu, mais nul ne s'en plaint) et, euphémisme commercial, relativement abordable pour une Cabasse. Des haut-parleurs bien choisis, dont le bon tweeter Cabasse (l'autre, avec son petit pavillon, chuinte un peu à haut niveau), un médium de taille réduite mais du même coup pas directif dans son haut du spectre (essentiel pour la localisation) et un 17 cm de belle facture moulé en enceinte close. Du classique et sans mauvaises surprises, en ce sens que l'on devine déjà un rendement élevé et une coupure basse vite arrivée, ce qui conduit l'auditeur à placer ces enceintes, sinon en encoignure, au moins à 10 cm d'un mur (un piétement sera bienvenu). Dès lors tout rentre dans l'ordre et pousse ce Drakkar dans les premières lignes de la flotte Cabasse, celle des enceintes réussies...





CELESTION DITTON 88

Bien sûr, il y avait plus petit et moins cher. Mais, pour qui avait connu la 66 et la 66II, l'envie était trop forte de découvrir la 88, nouvelle référence de Celestion, et de faire partager ses impressions à tous les amateurs de belles enceintes. Un peu plus large que la 66, la 88 utilise deux transducteurs de grave identiques (au lieu d'un actif-passif sur la 66), un nouveau médium de 15 cm et le tweeter à dôme métallique des éléments de la série SL. Le volume interne de l'enceinte, voisin de 150 litres, autorise une réponse grave coupant à 30 Hz, sans effort. Mais, fait nouveau, la qualité du grave surpasse largement en définition celle de la 66 ; raison essentielle : les deux diaphragmes sont amortis par l'ampli. La tenue en puissance est plus que confortable (240 W en bruit rose...) et permet des prouesses de dynamique. A écouter absolument, d'autant que le prix est une bonne surprise : moins de 13 000 F la paire !

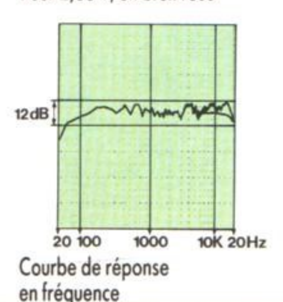


NOUS AVONS MESURE :

B & W DM-1800

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	60 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	3 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,6 %
IMPEDANCE	
Module minimal	6 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	8 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 16 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	55 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	90 dB



Courbe de réponse en fréquence

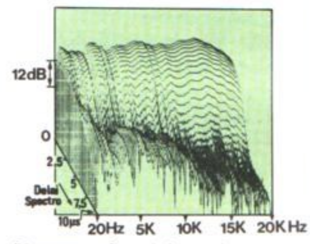


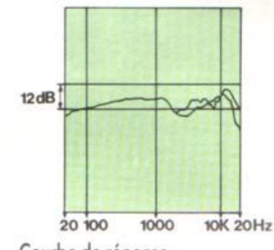
Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

ACADEMIC AD-100

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 18 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	4,5 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,2 %
IMPEDANCE	
Module minimal	7 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	8 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 10 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	42 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	90,5 dB



Courbe de réponse en fréquence

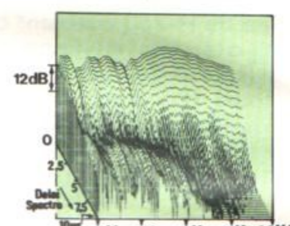


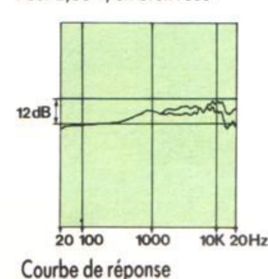
Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

CELESTION DITTON 88

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	30 à 21 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	4 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,2 %
IMPEDANCE	
Module minimal	6 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	8 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 3 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	30 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	90,5 dB



Courbe de réponse en fréquence

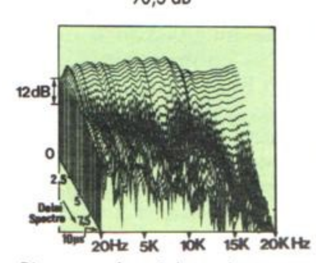


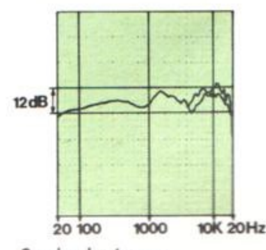
Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

CABASSE DRAKKAR

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 18 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	2,5 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,7 %
IMPEDANCE	
Module minimal	8 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	10 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 13 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	40 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	93,5 dB



Courbe de réponse en fréquence

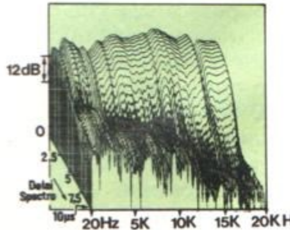


Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)



CERWIN VEGA CD-70 MKII

Après l'exubérante CD-30 essayée l'an passé, voici la CD-70, sélectionnée « à l'oreille » dans la gamme Cerwin. Techniquement, à des considérations de volume près, la conception générale de ces deux enceintes ne diffère que peu. On retrouve le tweeter annulaire C6G, au diagramme de rayonnement élargi dans le plan horizontal, refroidi par composé au silicone, avec bobine mobile aluminium-cuivre. Le médium, plus doux à l'écoute que celui de la CD-30, est en polyoléfine (polymère non saturé), d'un rendement très supérieur à ce qui s'observe dans cette classe de matériaux (quel est le secret !). Le grave est un 30 cm sur saladier aluminium à forte excursion, très souple et peu amorti, monté en bass-reflex (l'enceinte close, théoriquement, lui conviendrait mieux, mais...). Très bons résultats auditifs, mais gare au grave parfois un peu insistant. Malgré son aspect typique, convient aussi à la musique classique. Bonnes caractéristiques de dispersion.





DENON SC-R88Z

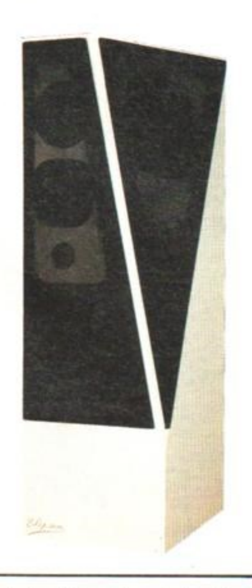
A peine eu le temps d'analyser les SC-R88 que Denon nous pondait une version améliorée avec suffixe Z. Une enceinte très technique, mettant en œuvre des haut-parleurs sophistiqués et admirablement bien réalisés : châssis en alliages moulés et rectifiés, diaphragmes en carbone tressé à haute rigidité, tweeter à diaphragme en bore recouvert de céramique. Le résultat ? Des caractéristiques de distorsion bien maîtrisées, un rayonnement très homogène (fenêtre d'écoute réduite, comme pour les autres, certes, mais parfaitement définie du fait de l'absence de lobes d'émission secondaires), cohérence (aux effets de filtrage près) d'émission assurée entre les haut-parleurs (rare sur une trois voies). Douce, précise, stable, la SC-R88Z est une belle réussite à porter au crédit des chercheurs japonais. Piétement indispensable pour isolation et hauteur d'écoute.





ELIPSON 1403

Si, pour de simples raisons de taille, vous ne saisissiez pas les formes de l'objet représenté ci-contre, précisons qu'il s'agit d'un parallélépipède dont on aurait habilement coupé une des arêtes. Dessin heureux, aidé par un laquage blanc parfait, plus seyant que le placage crème d'un autre modèle qui m'avait fait proférer une ânerie en d'autres temps et d'autres lieux, dont on se souvient encore chez Elipson. L'équipement de cette belle trois voies est assez hybride, et c'est tant mieux. Pour le grave, on a tout logiquement fait appel à un produit de maître Jacques à double bobine, idéal dans ce volume. Médium et aigu sont d'origine scandinave, ce sont des classiques ayant fait leurs preuves. Elipson a agrémenté le tout d'un filtre sérieux, ce qui donne finalement un beau réseau de performances, audibles qui plus est : clarté, concision, justesse des timbres sont toujours au rendez-vous. La forme de l'enceinte lui permet tout naturellement d'être posée au sol, où elle donne de très bons résultats.





ESS-PS-920

Coucou, la revoilà. Celle qui avait vraiment traversé l'Atlantique nous revient et se souvient du « tabac » qu'avaient fait ses prédécesseurs (souvenez-vous, le fameux AMT-1). Elle a gardé son excellent tweeter à compression latérale (Air Motion Transformer). Le grave de cette deux voies est restitué par un 20 cm à suspension souple et diaphragme synthétique ; la charge arrière est constituée du volume de l'enceinte, et d'un radiateur auxiliaire (haut-parleur passif) monté à l'arrière, d'un diamètre équivalent à celui de l'actif. L'ensemble donne une coupure basse assez intéressante compte tenu du volume de l'enceinte mais impose l'utilisation sur piétement à bonne distance des murs les plus proches. Ces précautions prises, avec une légère accentuation du grave sur l'ampli (le « loudness » suffit), on peut tirer d'excellentes prestations auditives de cette PS-920, particulièrement sur les œuvres classiques.

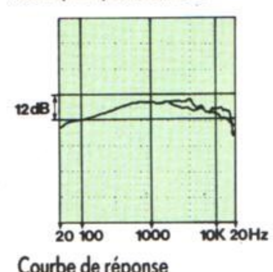


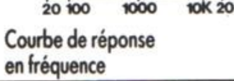
NOUS AVONS MESURE :

HP 01-88

DENON SC-R 88 Z

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	35 à 19 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	6 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,3 %
IMPEDANCE	
Module minimal	4 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	9 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 9 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	32 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	91 dB




Courbe de réponse en fréquence

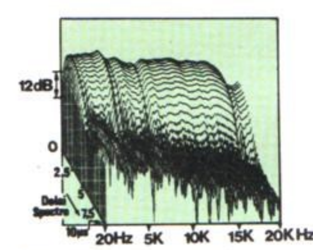


Diagramme énergie/temps/ fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

HP 01-88

CERWIN VEGA CD-70

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	35 à 17 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	6 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	1,1 %
IMPEDANCE	
Module minimal	4 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	6 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 10 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	40 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	95 dB

12dB
20 100 1000 10K 20Hz

Courbe de réponse en fréquence

12dB
0
20Hz 5K 10K 15K 20K Hz

Diagramme énergie/temps/ fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

HP 01-88

ESS PS-920

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	45 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	3 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,9 %
IMPEDANCE	
Module minimal	6 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	12 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 16 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	40 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	91 dB

12dB
20 100 1000 10K 20Hz

Courbe de réponse en fréquence

12dB
0
20Hz 5K 10K 15K 20K Hz

Diagramme énergie/temps/ fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

HP 01-88

ELIPSON 1403

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	4,5 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,6 %
IMPEDANCE	
Module minimal	4 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	6,5 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 12 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	50 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	91 dB

12dB
20 100 1000 10K 20Hz

Courbe de réponse en fréquence

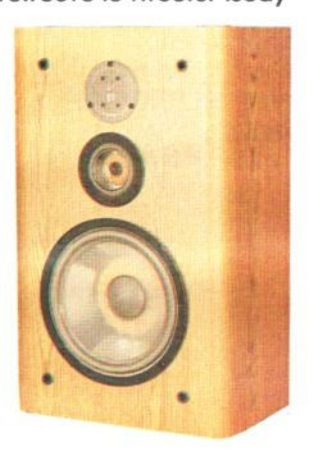
12dB
0
20Hz 5K 10K 15K 20K Hz

Diagramme énergie/temps/ fréquence (3D d'amortissement)



INFINITY RS-5000

C'est l'un des rares Américains, avec JBL, qui n'a pas décroché de notre marché français et s'est attaché une clientèle fidèle grâce à la qualité et au suivi de ses produits. La RS-5000 est un modèle récent mais assez classique dans sa conception. Il s'agit d'une enceinte close, à trois voies, mais qui se distingue par l'usage systématique de matériaux et techniques nobles : diaphragmes en polypropylène, que l'on retrouve d'ailleurs sur de nombreux modèles de la marque (dont les haut-parleurs destinés à l'usage automobile). Mais, apparu bien avant les diaphragmes en polypropylène, on retrouve le tweeter isodynamique plan type Emit, exclusif à Infinity. Ce transducteur brille par une définition excellente mais également par un angle de dispersion horizontal très large. Le confort d'écoute s'en ressent beaucoup, tant la justesse des timbres et, dans une moindre mesure, la localisation des instruments sont améliorés lorsque l'auditeur ne se trouve pas à égale distance des deux enceintes (ce qui est très souvent le cas).





JAMO CD POWER 35

L'an passé, nous avions choisi la CBR-120 dans la gamme CBR de la marque. Cette année, nous avons sélectionné le CD Power 35, top-model de la gamme CD de Jamo. Précisons que Jamo possède six gammes d'enceintes et que cette sélection s'est faite à l'oreille, dans le créneau de prix qui nous intéresse. C'est une trois voies bass reflex, mais dont les haut-parleurs, d'origine Philips ou coréenne, sont fabriqués sur cahier des charges. Jamo peaufine alors la réponse globale de l'enceinte en jouant sur le filtrage (12 dB/oct pour le grave, 12 dB/oct pour le médium, 18 dB/oct pour l'aigu). L'ensemble est alors parfaitement défini et ne sonne pas mal du tout, compte tenu des coûts des composants. La face avant, esthétiquement discutable, est en matériau moulé d'une pièce et anti-résonnant, et l'espace entre le bois et cette pièce moulée est rempli de polyuréthane. Le moulage figure deux pavillons qui augmentent un peu le rendement, notamment celui du tweeter à dôme souple... Excellent compromis technique !





JBL LX-55

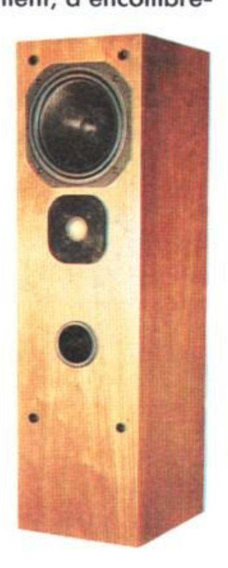
Difficile de situer cette LX-55 dans le flux renouvelé des produits JBL. Les points de repère actuels manquent, mais la LX-55 évoque heureusement quelques souvenirs des moments les plus glorieux de la marque. Techniquement, nous sommes assez proches, à quelques détails près, de la conception de la 4311, pour ceux qui ont connu cette référence : cône de grave en cellulose à corrugations, suspension très souple ; médium à cône en cellulose traitée. Le tweeter, quant à lui, est un modèle à dôme en titane, équipé d'une pièce de diffraction. La fabrication fait appel toutefois à des composants et procédés plus économiques, mais parfaitement maîtrisés. Bref, voici l'occasion, pour ceux qui rêvent du son JBL, de se le procurer à un prix plutôt compétitif. S'écoute légèrement soulevée du sol, loin des murs et inclinée vers l'arrière, pour homogénéiser le rayonnement des haut-parleurs.





JM LAB DB-28

Ce qui différencie JM LAB des autres fabricants et fait plaisir à voir et à entendre, c'est que, s'il existe plusieurs gammes d'enceintes chez ce constructeur (du top niveau : la série des « O », Ovation, Onyx, etc., à celle des colonnes), nulle d'entre elles n'est prétexte à économie ou avarice technique. Seules les différencient des considérations d'équipement, d'encombrement, et l'on baigne heureusement dans une constante homogénéité de rapport qualité/prix d'un bout à l'autre. La DB-28 est une colonne avec haut-parleur de grave à double bobine à haut rendement. Elle brille, outre par sa finition en noyer huilé, par une belle homogénéité de rayonnement et une réponse grave parfaitement calculée et vérifiée. La faible directivité du tweeter T 121 a permis son montage sous le haut-parleur de grave, ce qui évite à l'utilisateur d'avoir à écouter la DB-28 à quatre pattes... De plus, cette disposition favorise la mise en phase acoustique des deux transducteurs, déjà aidée par un filtre à temps de propagation de groupe constant.

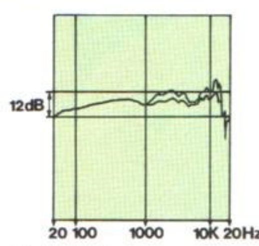


NOUS AVONS MESURE :

JAMO CD POWER 35

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 15 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	2 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,6 %
IMPEDANCE	
Module minimal	5 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	7 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 15 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	45 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	92 dB



Courbe de réponse en fréquence

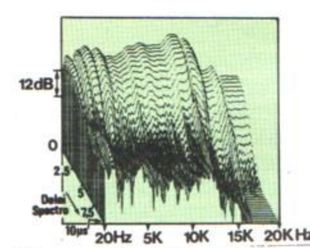


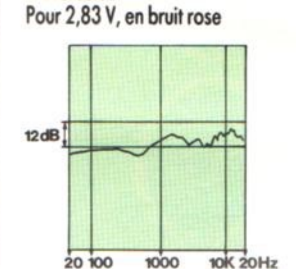
Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

INFINITY RS-5000

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	< 1 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	1 %
IMPEDANCE	
Module minimal	3 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	7 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 16 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	41 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	89 dB



Courbe de réponse en fréquence

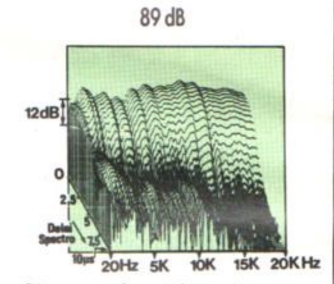


Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

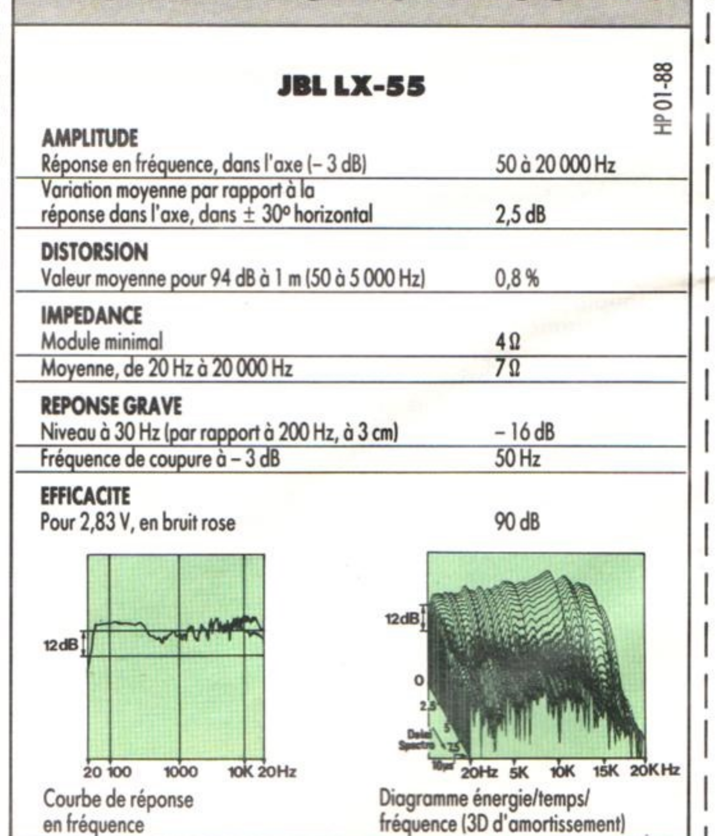
JM LAB DB-28

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	45 à 17 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	1 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,8 %
IMPEDANCE	
Module minimal	3,8 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	9 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 8 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	40 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	93,5 dB

12dB
20 100 1000 10K 20Hz
Courbe de réponse en fréquence

12dB
0
2,5
5
7,5
Delai Spectre
10µs
20Hz 5K 10K 15K 20KHz
Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)



NOUS AVONS MESURE :

JBL LX-55

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	2,5 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,8 %
IMPEDANCE	
Module minimal	4 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	7 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 16 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	50 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	90 dB

Courbe de réponse en fréquence

Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)



KEF 102

Kef 102 plus K-UBE, devrait-on préciser. La 102, appartenant à la série des Reference (103/2, 104/2, 105, 107), est une enceinte compacte de bibliothèque, fournie avec son égaliseur actif personnalisé, à insérer dans la chaîne de reproduction sur les prises Tape In/ Tape Out. Elle utilise un nouveau transducteur de graves de 160 mm au polypropylène avec un mode de montage nouveau, par fixation sur la paroi arrière, en sus des vis sur la face avant. Le tweeter est le T-33, dernier modèle sorti chez Kef, que l'on retrouve d'ailleurs sur le top level 107. Le filtrage est du type à impédances compensées, ce qui permet de présenter à l'ampli une impédance quasi constante en module et en argument (phase). Le K-UBE (indispensable puisqu'il constitue une partie – déportée – du filtre de l'enceinte) permet un équilibrage entre registre grave et bas médium (par action continue sur un potentiomètre), ainsi que de déterminer la coupure grave de l'enceinte. Une manière élégante, et de surcroît efficace, de résoudre des problèmes classiques !





KENWOOD LS-880

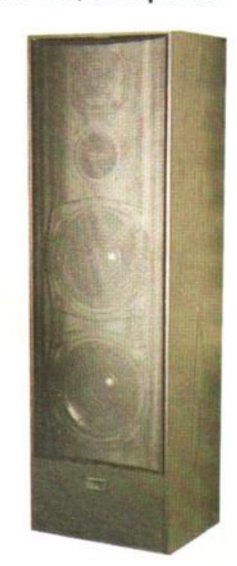
Avec cette Kenwood, nous entrons dans le trio (imparable, celui-là...) du groupe des « Japonaises-qui-se-ressemblent-beaucoup ». De toutes, la LS-880 est la plus originale de conception, et la plus abordable : diaphragme du grave en carbone à haute rigidité (on l'a vérifié), suspension interne (spider) type double à haute linéarité à bas niveau (analogie avec la classe A) ; médium à dôme rigide de 75 mm en titane durci par nitruration (procédé breveté par Kenwood, présenté à l'AES, basé sur l'échange ionique), tweeter à dôme de 25 mm construit sur le même principe, dont on retrouve un modèle voisin sur la D-77 Onkyo ; aimants en ferrite au strontium. Si les bénéfices de ces techniques ne sont pas évidents à l'audition de programmes en audio analogiques, ils se révèlent aisément sur ceux de l'audio numérique, surtout (essentiellement même) à haut niveau d'écoute. La 880, n'ayant pas un rendement fabuleux (89 dB/W/m) compense par une puissance admissible élevée (150 W avant compression dynamique), ce qui lui permet de rivaliser avec certaines françaises ou anglaises réputées.





MAGNAT MONITOR SE

Germanique et germaniste, la Monitor SE se présente comme de nombreuses enceintes allemandes, en forme de colonne dont la face avant accueille, superposés, trois, quatre, cinq, voire six haut-parleurs. La puissance admissible de telles compositions est bien sûr étonnante et, dans certains cas, la réponse grave assez spectaculaire pour une colonne. Dans le cas de la Monitor SE, une trois voies « électrique » à quatre HP, dont deux de grave en parallèle, on a choisi des 20 cm ultra-souples à moteurs légèrement sous-dimensionnés (donc au demeurant peu amortis), ce qui permet de jouer sur l'accord de la boîte et de faire descendre cette enceinte très bas en fréquence (phénomène très apprécié outre-Rhin). Pour le reste du spectre audible, Magnat a eu recours à ses propres haut-parleurs, un médium à cône et un tweeter à dôme rigide (en alliage à base de zinc). Le filtre, très simplifié, met tout le monde à niveau. Et ça marche...





ONKYO D-77 X

Dernier volet de notre histoire d'enceinte japonaise (quoique si on voulait le rouvrir, en cherchant bien...), voici la belle Onkyo D-77 X, trois voies admirablement bien finie et techniquement intéressante : grave en carbone HR, médium à cône en carbone et tweeter à dôme rigide en titane nitruré (les nitrures métalliques sont des composés d'une rare dureté, selon les chimistes...). Notre Onkyo diffère quelque peu de ses consœurs par l'accord dans le grave, la charge arrière étant moins freinée que celle conçue par Denon ou Kenwood. Il s'ensuit, à l'évidence auditive, quelques beaux effets d'extrême grave, pas toujours très naturels mais spectaculaires. Heureusement, Onkyo fabrique aussi d'excellents amplificateurs, qui savent tenir les membranes. Surélevées de quelques centimètres, les D-77 X retrouvent un bon équilibre. Le médium, comme sur la Denon, est un registre très réussi.



NOUS AVONS MESURE :

ROGERS LS-6

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	60 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	2 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,2 %
IMPEDANCE	
Module minimal	8 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	12 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 16 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	45 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	88 dB

Courbe de réponse en fréquence

Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

PIONEER PROLOGUE 70

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	50 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	4 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,8 %
IMPEDANCE	
Module minimal	4 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	4 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 10 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	40 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	88 dB

Courbe de réponse en fréquence

Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

WHARFEDALE DIAMOND III

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	80 à 20 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	3,5 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	1 % (entre 80 et 5 000 Hz)
IMPEDANCE	
Module minimal	8 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	8 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 30 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	80 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	88 dB

Courbe de réponse en fréquence

Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

NOUS AVONS MESURE :

SIARE ATHENA

HP 01-88

AMPLITUDE	
Réponse en fréquence, dans l'axe (– 3 dB)	40 à 19 000 Hz
Variation moyenne par rapport à la réponse dans l'axe, dans ± 30° horizontal	3 dB
DISTORSION	
Valeur moyenne pour 94 dB à 1 m (50 à 5 000 Hz)	0,7 %
IMPEDANCE	
Module minimal	5,5 Ω
Moyenne, de 20 Hz à 20 000 Hz	12 Ω
REPONSE GRAVE	
Niveau à 30 Hz (par rapport à 200 Hz, à 3 cm)	– 10 dB
Fréquence de coupure à – 3 dB	35 Hz
EFFICACITE	
Pour 2,83 V, en bruit rose	92 dB

Courbe de réponse en fréquence

Diagramme énergie/temps/fréquence (3D d'amortissement)

LES AMBITIONS D'AUDAX INDUSTRIE

Le rachat d'Audax le 30 octobre dernier par Harman International devrait relancer sérieusement l'industrie française du haut-parleur et de l'enceinte acoustique. Jean Paloque, qui préside à la destinée d'Harman-France et à présent P.-d.g. d'Audax Industrie, ne manque pas de projets pour son nouvel enfant, qu'il veut hisser au premier rang en Europe. Une telle ambition passe par une modernisation profonde de l'outil de production, avec l'injection de plusieurs dizaines de millions de francs comme corollaire. Pour traduire l'enthousiasme de Jean Paloque, il suffit d'ajouter que ces moyens financiers, il espère bien pouvoir les dégager d'Harman-France, sans avoir recours à la maison mère U.S... Jean Paloque, nous l'avons rencontré en ses locaux de Fontenay-sous-Bois, et ce qu'il nous a dit devrait rassurer tous ceux qui ont craint pour la pérennité d'Audax.

Audax, c'est quoi ? Une firme mondialement connue pour ses fabrications dans le domaine du haut-parleur, une firme qui compte encore 350 employés, répartis entre :

- le centre administratif, commercial et R & D de Montreuil ;
- le groupe de production de la Sarthe, lequel comprend trois unités : celle de Château-du-Loir, la plus importante, celle de La Flèche et celle de Mayet, la plus modeste.

Audax, c'est aussi Mercuriale et Siare, ses filiales Hi-Fi, et des liens très privilégiés avec APG, une société très versée dans le son professionnel ; et, jusqu'à ces dernières années, 70 % de son chiffre à l'exportation grâce à son implantation aux U.S.A. (Polydax) et en Grande-Bretagne (Sonodax).

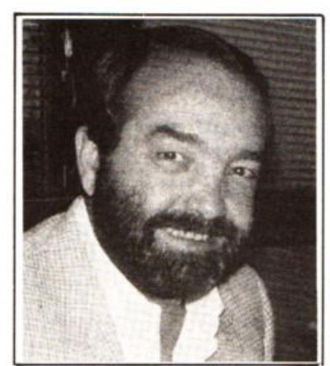
La firme plus que cinquantenaire, malgré son dépôt de bilan en décembre 1986, représentait encore un potentiel, assorti d'une expérience polyvalente s'agissant de la reproduction électro-acoustique ; un tel passé ne pouvait laisser indifférents ses ex-concurrents et, si Harman International l'a emporté en définitive, la société U.S. n'était pas la seule sur les rangs puisque, parmi les postulants, on pouvait relever les noms de quelques extrême-orientaux notoires (Horizon 1992 et l'avènement des Etats-Unis d'Europe obligent...).

Pour Jean Paloque, la relance d'Audax (Industrie) passe par une restructuration profonde, seul moyen de rendre la nouvelle société compétitive.

« Il existe de très bons produits au catalogue Audax. En tant qu'Harman, je ne puis que le reconnaître puisque, aux U.S.A., Harman est le premier client d'Audax ; en tant que P.-d.g. d'Audax Industrie, je suis encore plus proche de ces possibilités d'avenir. Mais il faut être réaliste, il faut faire en sorte que ce potentiel puisse faire face à la concurrence... Tous ces hommes et femmes qui ont terriblement souffert depuis des mois, voire des années, ont fait preuve d'un courage énorme, qui mérite l'admiration ; ils peuvent beaucoup, si nous leur en donnons les moyens. Les moyens, ce sont à la fois de nouveaux marchés et aussi, ce qui va de pair avec, la possibilité de conquérir ces marchés et de les conserver. Pour cela, il nous faut investir pour être compétitifs, donner de meilleures conditions de travail, élaguer un catalogue surchargé qui condamne la firme à des séries trop étriquées et par là même non rentables pour l'entreprise. »

Un aspect peu connu en France d'Harman réside dans l'auto-radio ; aux U.S.A., Harman (et JBL) fait un malheur avec sa division « Harman-motive », fournisseur attitré de Ford et Chrysler en équipements ; on retrouve même, en partie, ces mêmes équipements au Japon sous la bannière de Nissan. Alors, il y a, en Europe, forcément quelque chose à faire.

« Avec un Audax redevenu plus que jamais crédible, beaucoup d'espoirs nous sont permis. En France, Audax



Jean Paloque, Pdg d'Audax Industrie.

avait raté les marchés Citroën et Peugeot ; j'espère faire beaucoup mieux au cours des années futures, non seulement dans notre pays, où j'ai reçu des assurances, mais également outre-Manche où Ford-UK se révèle très intéressé pour ses prochains modèles. Cela ne se fera pas demain puisqu'il faut compter de l'ordre de deux ans pour une homologation, mais ces projets s'avèrent en bonne voie dès maintenant. Bien sûr, d'ici à leur concrétisation, il nous faudra investir et rationaliser la production de l'unité de La Flèche, à laquelle sera dévolue l'élaboration de ces produits auto-radios du renouveau. »

Pour compléter ces activités de La Flèche, la fabrication de haut-parleurs pour TV, qui fut par le passé une des principales orientations d'Audax ; mais la rationalisation passera aussi par là, avec le concours de l'unité de Château-du-Loir où des services MTQ (Maîtrise totale de la qualité), « Méthode » et autres visant à la tenue de la fiabilité et de la constance des

performances seront développés.

« En ce qui concerne la Hi-Fi, nous ne lèverons pas le pied, bien au contraire. A Château-du-Loir, nous produirons une partie des haut-parleurs destinés à l'usine d'enceintes que JBL possède maintenant au Danemark pour approvisionner le marché européen. Il ne s'agit plus que d'harmoniser la production afin de proposer ce qui convient le mieux. Quant à Mercuriale et Siare, nous allons plus les spécialiser : Mercuriale prendra place parmi les produits « haut de gamme » où il se situe déjà très bien, avec un « look » revu par un « designer », sans pour autant en faire une marque ésotérique ; je n'aime guère ce qualificatif qui, en fait, n'existe que dans la tête des gens. Siare se situera un cran en dessous, dans ce que l'on peut appeler le moyen de gamme et ce qui vient juste en dessous, sans tomber dans le bas de gamme qui fait le bonheur de quelques grandes surfaces. Croyez-moi, nous ferons tout pour bien occuper ces créneaux, tant sur le marché national qu'à l'exportation, et Audax Industrie ne sera pas une petite affaire, sur ce plan-là également. »

Au plan professionnel, APG, qui a déposé son bilan cet été, et son animateur, Alain Pouillon-Guibert, deviennent partie intégrante d'Harman-France qui, en collaboration avec Audax Industrie, développera sa division professionnelle.

« Ce n'est qu'un début... Notre effort portera aussi sur ce type d'activités. Harman-France, c'est aussi JBL, et nous attaquerons très fort dans le domaine de la sonorisation professionnelle. Je ne puis tout vous dire aujourd'hui, sinon il ne resterait rien à dire un autre jour, mais dès à présent je peux vous confier que nous avons, avec l'acquisition d'Audax, de grandes ambitions dans ce domaine. Jusqu'à présent, les fondations du département « Pro » étaient quasi inexistantes, et nous avons grandi sans véritables soubassements. Il est temps maintenant d'assurer de véritables fondations, de couler le béton en profondeur et d'asseoir solidement l'ensemble pour véritablement nous imposer, avec l'assurance et les armes qu'il faut. »

Telles sont les ambitions de Jean Paloque pour Audax Industrie. Elles ne sont pas minces et ne pourront se concrétiser que dans quelques années ; mais, comme le commente Jean Paloque : « L'essentiel n'est pas de prendre des commandes mais, d'abord et surtout, d'être à même de les honorer dans les délais impartis, tout en ayant comme objectifs la qualité et la rentabilité. Donc, d'abord moderniser l'outil de production et aussi les conditions de travail de ceux qui sont maintenant avec nous. Ces gens ont trop souffert pour que j'adopte uniquement une stratégie industrielle en oubliant l'aspect humain de cette évolution, un aspect qui, pour moi, est prioritaire. »

C. PANNEL

INITIATION A L'ELECTRONIQUE

PREMIERS CONTACTS PRATIQUES AVEC LA NUMERATION BINAIRE

Il est temps maintenant de « voir » le comptage binaire en action. Pour cela, la meilleure méthode consiste à réaliser un compteur, lui envoyer des tops, et voir comment les niveaux de ses sorties changent.

Comment fonctionne un compteur binaire ? Il utilise une successions de « bistables » (il y a des gens qui disent « flip-flops », mais cette dénomination, que l'on devrait réserver aux monostables, est génératrice d'erreurs).

Le bistable est un ensemble électronique qui a deux états stables. On peut en donner une réalisation simple, soit avec deux transistors, soit avec deux portes « NAND ».

La première version se réalise comme l'indique la figure 21. Les deux transistors à utiliser sont des modèles ultra-courants : tout ce qu'on leur demande, c'est d'avoir un gain supérieur à 150 pour 5 mA de courant collecteur. On peut utiliser des BC 108, BC 109, BC 237, BC 414, 2N2222, 2N1711, etc.

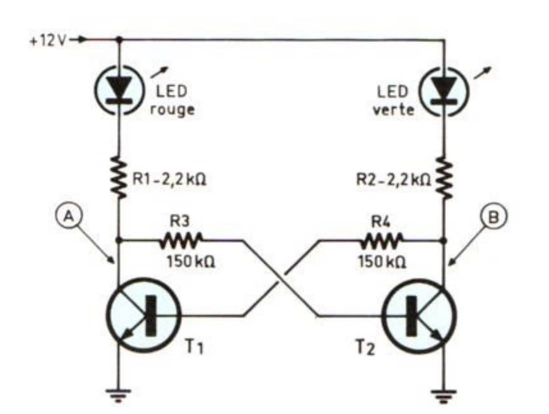


Fig. 21. – Cet ensemble est un « bistable ». Chaque transistor, quand il est bloqué, porte l'autre à la saturation, et, quand il est saturé, bloque l'autre. Un des états correspond à un niveau bas sur (A), la LED rouge est allumée ; l'autre à un niveau bas sur (B), la LED verte est alors allumée. Il faut attaquer le bistable en deux endroits différents pour le faire basculer dans un sens ou dans l'autre.

Les LED sont de modèle courant. Elles éclaireront peu (avec moins de 5 mA), mais assez pour qu'on les voie. La tension d'alimentation n'est nullement critique.

FONCTIONNEMENT DU BISTABLE

Dès que l'on met l'ensemble sous tension, on remarque immédiatement qu'une des LED est allumée, l'autre éteinte. C'est parfaitement normal : quand un des transistors a du courant collecteur, comme il fonctionne à la saturation (avec un courant base supérieur au quotient du courant collecteur maximal par le gain), son collecteur arrive à un potentiel presque nul. Il n'envoie donc plus de courant base à l'autre transistor.

Donc, si T_1 conduit, par exemple, ce qui allume la LED rouge, le potentiel du point (A) est presque nul, et il ne peut passer aucun courant dans R_3, ce qui bloque T_2, dont le courant collecteur est nul.

Réciproquement, T_2 étant bloqué, le potentiel de son collecteur (point B) est voisin de 12 V, parce qu'il n'y a pas de chute de tension dans R_2, donc il passe, dans R_2 et R_4, un petit courant vers la base de T_1.

Ce courant (de l'ordre de 60 µA) est largement suffisant pour faire conduire T_1, et l'amener même à la saturation. En effet, le courant maximal dans T_1 est de l'ordre de 4,6 mA, car il est limité par R_1. Avec un gain supérieur à 100, il suffit d'un courant base de moins de 46 µA pour obtenir ce courant collecteur ; on en a 60, donc T_1 est saturé.

Autrement dit, quand un transistor est bloqué, il rend l'autre conducteur (et l'amène même à la saturation) ; quand un transistor est saturé, il bloque l'autre. Il y a donc deux états possibles :

T_1 saturé, T_2 bloqué, la LED rouge allumée ;

T_2 saturé, T_1 bloqué, la LED verte allumée.

Réalisez le petit montage, et vous verrez que l'on peut passer d'un état à l'autre. Si, par exemple, la LED rouge est allumée, touchez, avec un fil relié à la masse, le collecteur de T_2 : immédiatement la LED rouge va s'éteindre, la verte s'allumera. Le montage a, comme on dit, « basculé ». Touchez maintenant avec le même fil le collecteur de T_1, c'est la LED verte qui s'éteint et la rouge qui s'allume.

LES BISTABLES « RS » ET LES BISTABLES « T »

Notre système est déjà intéressant. En fait, nous avons réalisé ici une cellule de mémoire RAM, qui peut garder une valeur binaire, zéro ou un. Mais nous ne pouvons pas encore l'employer telle quelle pour faire un bistable de comptage. En effet, notre montage peut être basculé :

– pour éteindre la LED rouge et allumer la verte en mettant momentanément le collecteur de T_2 à la masse ;

– pour éteindre la LED verte et allumer la rouge en mettant

momentanément le collecteur de T_1 à la masse.

Il y a donc **deux commandes différentes** pour les deux sens de basculement. Pour une cellule mémoire, c'est parfait, une des commandes « écrit zéro » (ou efface), une autre « écrit un ».

On trouve un exemple typique de ce genre de mémoire dans les autobus, pour demander l'arrêt. Un quelconque des boutons à la disposition des voyageurs fait allumer la lampe « arrêt demandé » et signale au conducteur, par une autre lampe sur son tableau de bord, qu'un voyageur (au moins) désire descendre « à la prochaine ». L'ouverture de la porte de sortie « efface » la mémoire, en éteignant les lampes.

Quand un bistable est ainsi commandé par deux entrées différentes, l'une d'elles appelle S (comme « Set » = mis en position) et l'autre R (comme « Reset » = remis à zéro). On dit que c'est un « bistable R-S ».

Pour qu'un bistable se prête au comptage binaire, il faut que l'envoi d'impulsions sur **une seule** commande provoque le basculement, une fois dans un sens, une fois dans l'autre. Cette commande unique se nomme « T » (comme « Transition »).

Il y a peu de choses à ajouter au montage de la figure 21 pour en faire un « bistable T ». La figure 22 indique le montage complet, dans lequel on reconnaît celui de la figure 21, plus deux diodes, deux résisteurs et deux condensateurs. On a ajouté aussi le montage R_7, R_8, C_3, R_9, sur lequel nous reviendrons, destiné à obtenir un top unique à partir d'un contact (ce qui n'est pas aussi simple qu'on le croit).

Comment fonctionne le montage de la figure 22 ? On le comprend facilement.

Supposons que le bistable soit, par exemple, dans l'état où la LED rouge est allumée,

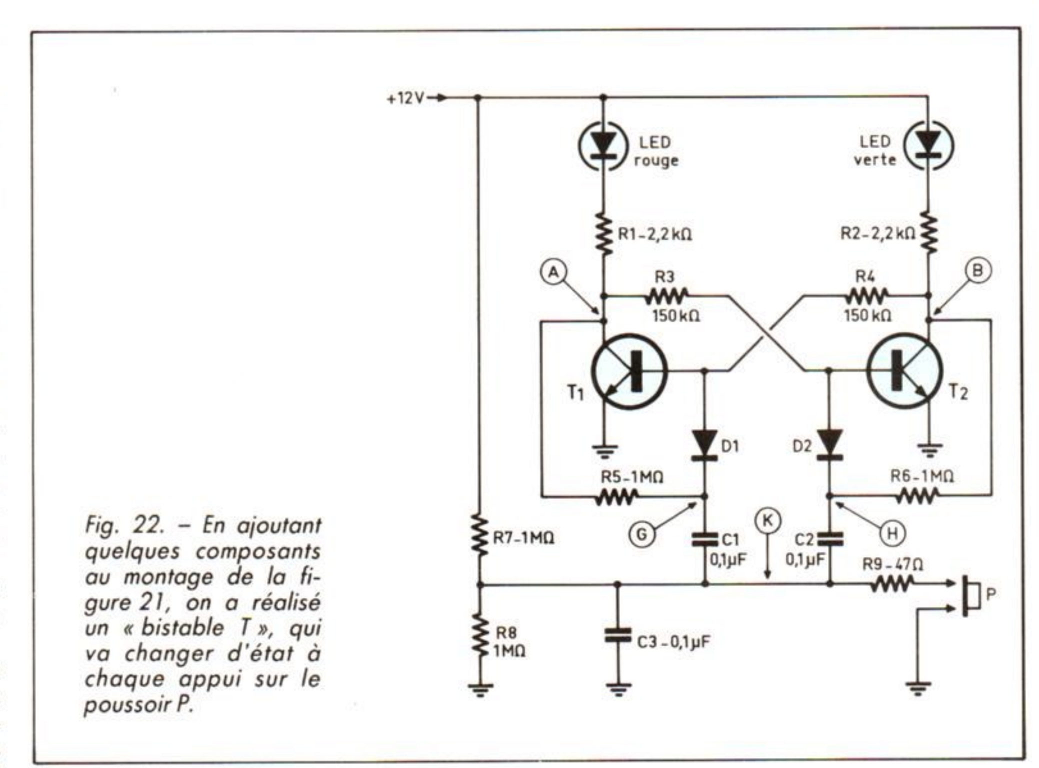


Fig. 22. – En ajoutant quelques composants au montage de la figure 21, on a réalisé un « bistable T », qui va changer d'état à chaque appui sur le poussoir P.

T_1 est saturé, T_2 bloqué, le point (A) est presque au potentiel zéro, le point (B) à plus de 10 V (il y a une chute de tension dans la LED verte, sous l'influence du courant base de T_1, insuffisant toutefois pour allumer la LED).

Si cet état dure depuis un temps suffisant, il n'y a plus de courant dans R_5 ni dans R_6, les condensateurs C_1 et C_2 étant chargés à leurs valeurs finales. Donc, le potentiel du point (G) est le même que celui du point (A) (presque zéro) ; celui du point (H) est le même que celui du point (B) (environ 10 V).

LE BASCULEMENT

Abaissons brusquement le potentiel du point K (qui, au repos, arrive finalement à + 6 V, quand C_3 est complètement chargé par le diviseur de tension $R_7 - R_8$), par exemple en appuyant un temps très court sur le poussoir P (le résisteur R_9 est là pour limiter le courant maximal de décharge de C_3). Quand on fait varier brusquement le potentiel d'une armature d'un condensateur, son autre armature varie autant (la tension aux bornes d'un condensateur ne peut varier d'une valeur finie en un temps quasi nul, cela exigerait une intensité presque infinie).

Donc, si nous abaissons brusquement le potentiel du point (K), ceux des points (G) et (H) baissent autant que celui du point (K), c'est-à-dire de 6 V (s'ils le peuvent). Celui du point (H) baisse de 6 V par rapport à + 10 : il arrive donc momentanément à + 4. Comme l'anode de la diode D_2 est à un potentiel voisin de zéro, cette diode, qui était bloquée, le reste, et ne transmet rien à la base de T_2.

A l'opposé, l'anode de la diode D_1 était à environ + 0,6 V (la tension base-émetteur de T_1 saturé), et sa cathode (point G) à un potentiel presque nul. Cette diode est donc « juste au bord de la conduction » (il faut au moins 0,6 V directs pour qu'une intensité notable passe dans une diode au silicium). Donc, l'abaissement du potentiel du point (G), partant de presque zéro pour aller vers – 6 V, rend immédiatement conductrice la diode D_1.

Par D_1, le flanc négatif produit est appliqué à la base de T_1, qui se bloque, et le système bascule.

Comme le potentiel des points (G) et (H) ne « recopient » ceux des points (A) et (B) respectivement qu'avec des retards importants, dus aux temps nécessaires pour charger C_1 à travers R_5 et C_2 à travers R_6, le montage, après le basculement, va lentement « préparer les diodes pour le coup suivant ».

Les diodes servent ici d'« aiguillage », permettant de n'envoyer l'impulsion de déclenchement que sur la base du transistor saturé, et pas sur la base de l'autre. Toute la clé de l'explication du fonctionnement tient dans le **retard** apporté par les durées de charge de C_1 et C_2.

Pour les besoins de l'essai, nous avons choisi des retards importants, qui interdiraient au basculeur de répondre à des impulsions répétées rapidement : il ne s'agissait que d'une « expérience pour voir », comme les aimait Claude Bernard.

UN BISTABLE R-S A DEUX PORTES « NAND »

Pour réaliser quelque chose qui ressemble un peu plus à ce que l'on manipule couramment, indiquons sommairement comment on réalise un bistable avec deux portes « NAND ».

Utilisez un HEF 4011 (ou SN 7400 ou 74LS00) et montez-le comme l'indique la figure 23. L'ensemble de R_3, R_4, T et de la LED est ce que l'on appelle un « témoin logique », montrant, par l'allumage de la LED, quand la sortie (3) est au niveau haut.

Les portes « NAND » (1) et (2) ont chacune une entrée qui est maintenue au niveau haut par un résisteur dit « de tirage vers le haut » (pull-up), R_1 maintenant l'entrée 1 à + 5 V, tandis que R_2 maintient l'entrée 13 à + 5 V. On n'a pas relié ces entrées directement au + 5, car on veut se laisser la possibilité de les amener momentanément au potentiel zéro.

Une porte « NAND », quand elle a une entrée au niveau haut, se comporte comme un « inverseur logique » par rapport à l'autre entrée. Autrement dit, le niveau de la sortie 3 est l'opposé de celui de l'entrée 2 ; le niveau de la sortie 11 est l'opposé de celui de l'entrée 12.

Or, la sortie 3 est reliée à l'entrée 12, la sortie 11 étant reliée à l'entrée 2 (on retrouve toujours cette sorte de « couplage croisé » dans les bistables). Donc l'état de 3 est le contraire de celui de 2, qui est le contraire de celui de 12, qui est l'état de 3.

Tout se passe bien : un état peut très bien être le « contraire du contraire » de lui-même. Mais quelle en est la valeur ? On ne peut répondre au départ.

Supposons que la sortie 3 soit au niveau bas, donc 11 au niveau haut. La LED est éteinte, l'entrée 12 est au niveau bas. Donc, en mettant momentanément à la masse l'entrée (R), on ne provoquera aucun effet (qu'il y ait une ou deux entrées au niveau bas dans un NAND donne le même effet : sortie haute).

A l'opposé, une mise à la masse momentanée de l'entrée (S) va faire basculer le tout, la LED va s'allumer. Le bistable est alors devenu insensible à une action sur son entrée (S), mais il peut être rebasculé par une mise momentanée à la masse de son entrée (R).

Pour passer de cette structure R-S à une structure « T », les concepteurs de circuits intégrés ont bien des moyens, dont la description nous entraînerait trop loin. Il nous suffit de savoir qu'il y a essentiellement deux classes de bistables « T » :

– ceux qui sont commandés par des passages du signal de commande par différents niveaux (level-triggered) ;

– ceux qui réagissent à un front montant (ou à un front descendant) du signal de commande (edge-triggered).

Ceux que nous allons utiliser sont de la deuxième catégorie.

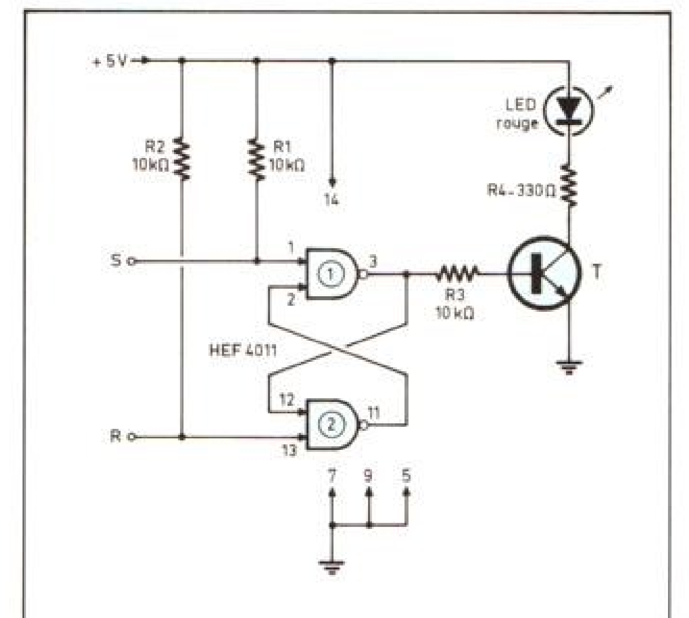


Fig. 23. – On peut réaliser un bistable à deux commandes (nommé « R-S ») avec deux portes « NAND ». Le groupe de R_3, T, R_4 et la LED constitue ce que l'on nomme un « témoin logique », permettant de connaître l'état du bistable.

FAISONS CONNAISSANCE AVEC LES HEF 45018 ET 45020

Les deux circuits intégrés que nous allons rencontrer souvent à partir de maintenant sont deux compteurs, faits d'ensembles de bistables du type T.

Le HEF 45020 est fait de huit de ces bistables, groupés en deux ensembles identiques de quatre. Il est du type C-MOS, et il présente l'intérêt de pouvoir être commandé :

– par un flanc montant du signal appliqué sur son entrée « CP » (de Clock Pulse = impulsion d'horloge), si l'on porte son entrée « non-CP » au niveau haut ;

– par un flanc descendant du signal appliqué à son entrée « non-CP », si l'on porte son entrée CP au niveau bas.

Dans chaque ensemble de quatre bistables, la sortie de chacun d'eux est disponible sur une broche du circuit. Pour le premier, le second et le troisième bistable, cette sortie est connectée à l'entrée du suivant. Pour chaque ensemble, on dispose d'une commande de remise à zéro, Z, active au niveau haut.

Le brochage du circuit est indiqué sur la figure 24. Les sorties des quatre bistables sont repérées par :

Q_1, Q_2, Q_4 et Q_8,

pour une raison qui sera expliquée plus loin. Un « prime » est ajouté aux repères des commandes et sorties du second groupe de quatre bistables.

UN PETIT MONTAGE QUI VA COMPTER EN BINAIRE

Nous décrirons plus loin un circuit imprimé réalisant d'une façon plus « professionnelle » ce que nous allons faire ici en « bricolage » (l'auteur n'attache aucune signification péjorative ni méprisante à ce terme).

Pour simplifier la réalisation, nous envisageons un générateur de tops en oscillateur Charbonnier. Nous lui avons

prévu un commutateur à trois positions pour qu'il puisse donner :
- des signaux rectangulaires à environ 1 Hz ;
- des signaux rectangulaires à environ 10 Hz ;
- des tops sans rebondissements à partir d'un poussoir.

Nous commanderons l'entrée du 45020 sur son entrée « non-CP » (ici le 2), l'entrée CP étant à la masse. Ainsi, le compteur est commandé par les flancs descendants des signaux d'entrée.

Pour disposer des huit étages du compteur en cascade, nous relions la sortie du quatrième bistable du premier ensemble (Q_4 en broche 6) à l'entrée « non CP' » du second ensemble (soit 10) avec son entrée CP' (soit 9) à la masse.

Les deux commandes de remise à zéro (fig. 25) sont normalement au niveau bas. Le poussoir P' permet de les porter momentanément au niveau haut.

Il reste à afficher les niveaux des sorties du 45020. Pour cela, nous utiliserons une solution un peu « brutale » qui consiste à faire débiter à chaque sortie Q, quand elle est au niveau haut, un courant d'environ 3 mA, pour allumer (assez faiblement) une petite LED rouge. Comme il y a tout de même huit sorties, nous avons préféré ne pas ajouter huit transistors et huit résisteurs au montage.

Une seule recommandation en ce qui concerne les **dispositions** des huit LED : faites bien attention à avoir, quand vous regardez votre montage, la LED D_0 (commandée par la sortie 3) tout à fait à droite, et les LED d'indices 1, 2, 3... 6 et 7 en allant **de droite à gauche** (comme sur le schéma de la figure 25), si possible alignées, et à peu près régulièrement espacées.

Ce montage serait, à notre avis, à réaliser sur une plaque type « N-DEC ».

PRETS ? PARTEZ !

Le commutateur K étant sur la position « C » (tops manuels par le poussoir P), mettez le montage sous tension. Il y aura probablement quelques LED allumées. Appuyez momentanément sur P' : toutes doivent être éteintes.

Maintenant, appuyez sur P, sans le relâcher. Normalement, rien ne doit se passer : la sortie 3 du 4093 vient d'envoyer au compteur un flanc montant, qui ne doit rien déclencher.

Mais, dès que vous relâchez P, la sortie 3 va passer à l'état logique bas ; on applique donc à l'entrée du compteur 45020 un flanc descendant. Donc, le premier bistable doit basculer, et la LED D_0 doit s'allumer.

Elle sera la seule à s'allumer, car la sortie Q_0 du premier bistable vient d'appliquer à l'entrée du second (par un couplage interne du circuit intégré) un flanc montant, qui ne le déclenche pas.

Appuyez de nouveau sur P et relâchez-le. Au flanc descendant (quand vous relâchez votre pression sur P), le premier bistable rebascule, Q_0 passe au niveau zéro, la LED D_0 s'éteint. Mais, la sortie Q_0 ayant transmis un flanc descendant à l'entrée du second bistable, ce dernier bascule. La sortie Q_1 monte, allumant la LED D_1, mais n'agissant pas sur le troisième bistable.

Nous n'allons pas détailler ici tout ce qui se passe pour chaque top. C'est maintenant à vous d'essayer, pour voir comment les LED réagissent.

(à suivre) **J.-P. OEHMICHEN**

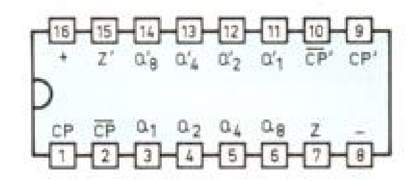


Fig. 24. – Brochage (vu côté marquage, pattes vers le bas) du circuit intégré HEF 45020, contenant huit bistables, en deux groupes de quatre.

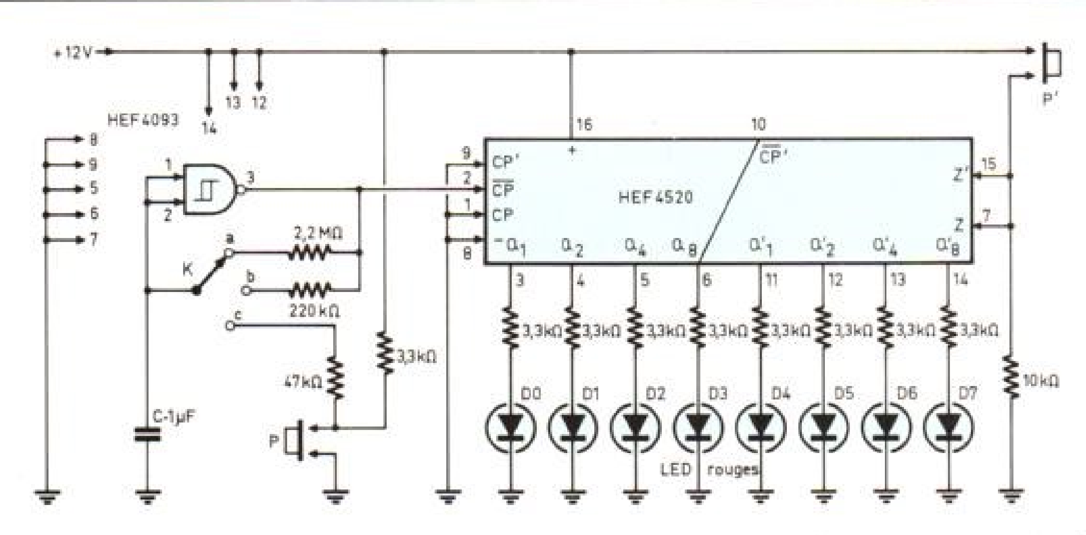
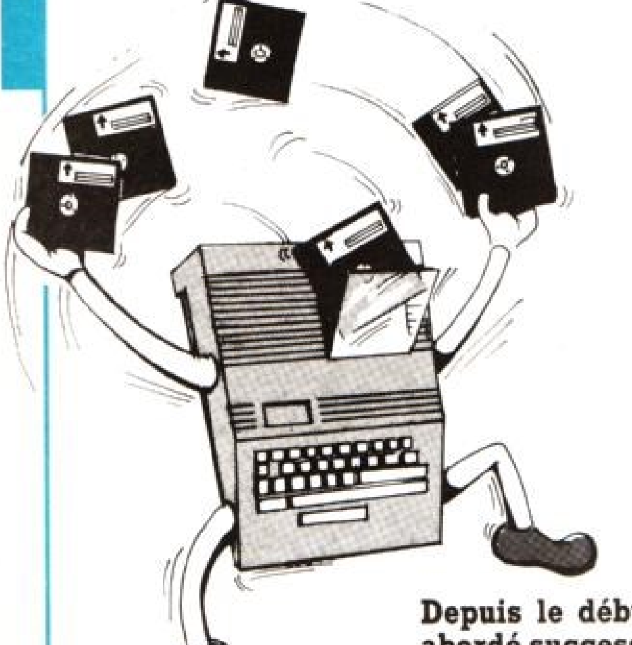


Fig. 25. – Montage d'essai, permettant de « voir » le comptage binaire, de zéro à deux cent cinquante cinq. On peut compter à environ une unité par seconde (K en a) à dix coups par seconde (K en b) ou en commande manuelle, par P (K en c). Le poussoir P' remet au zéro.

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE



LES CIRCUITS D'INTERFACE

Depuis le début de cette série, nous avons abordé successivement la structure générale d'un micro-ordinateur, la présentation d'un microprocesseur, les divers types de mémoires et circuits programmables. Il nous reste à vous parler d'une famille très étendue, constituée par les circuits d'interface.
Comme nous l'avons vu tout au début de cette série, ces circuits permettent à tout micro-ordinateur de communiquer avec le monde extérieur, que ce dernier soit un opérateur humain ou un appareil particulier tel qu'un lecteur de disquettes, par exemple.
La très grande diversité des circuits d'interface nous a conduit à faire des choix et à nous limiter aux familles principales. Néanmoins, le panorama que nous allons brosser à compter d'aujourd'hui sera assez complet pour couvrir la majorité des applications.

GENERALITES

Supposons que l'on ait à relier un micro-ordinateur à plusieurs équipements tels que terminaux, imprimantes, etc. La première idée qui vient à l'esprit est d'utiliser des liaisons de type parallèle, c'est-à-dire des liaisons comportant un grand nombre de fils et véhiculant, d'un seul coup, un octet. En effet, nous avons vu que l'information traitée dans les micro-ordinateurs était très souvent organisée en octet, et il semble donc logique de la transmettre sous cette forme.
Pratiquement, ce n'est malheureusement pas aussi simple car, d'une part, il va falloir utiliser un grand nombre de fils (8 pour un octet + des fils de contrôle de la liaison), ce qui va très vite devenir coûteux dès que la liaison va devoir dépasser quelques mètres. D'autre part, les signaux utilisés dans les micro-ordinateurs sont des signaux logiques TTL qui doivent respecter des normes très strictes et, en particulier, qui doivent avoir des fronts de montée et de descente très raides. De tels signaux s'accommodent fort mal des capacités parasites des câbles, capacités qui sont d'autant plus importantes que les câbles sont plus longs.

Toutes ces constatations ont conduit les informaticiens, il y a de nombreuses années de cela, à définir un autre type de liaison : la liaison série. Cette dernière est vite devenue un standard, sous une de ses formes particulières tout du moins, et on la rencontre maintenant partout, que ce soit en micro-informatique ou en informatique classique. Nous allons donc commencer notre étude par cette dernière qui, comme vous allez le constater, permet de faire connaissance avec bon nombre de notions nouvelles.

PRINCIPE D'UNE LIAISON SERIE

Le principe de base est très simple et repose sur des circuits logiques connus depuis de nombreuses années : les registres à décalage. Si on regarde la figure 1, on peut y voir un registre à décalage à entrée parallèle et sortie série. Le fonctionnement d'un tel circuit est très simple et se trouve schématisé sur cette même figure. Des données, ici des mots de 8 bits, bien sûr, sont appliquées aux entrées parallèles du circuit, qui les délivre ensuite sous forme série sur la sortie du même nom, au rythme de l'horloge fournie au registre. On retrouve donc sur un seul fil nos 8 bits les uns derrière les autres.
Ce procédé permet donc de faire voyager, sur un seul et unique fil, autant de bits de

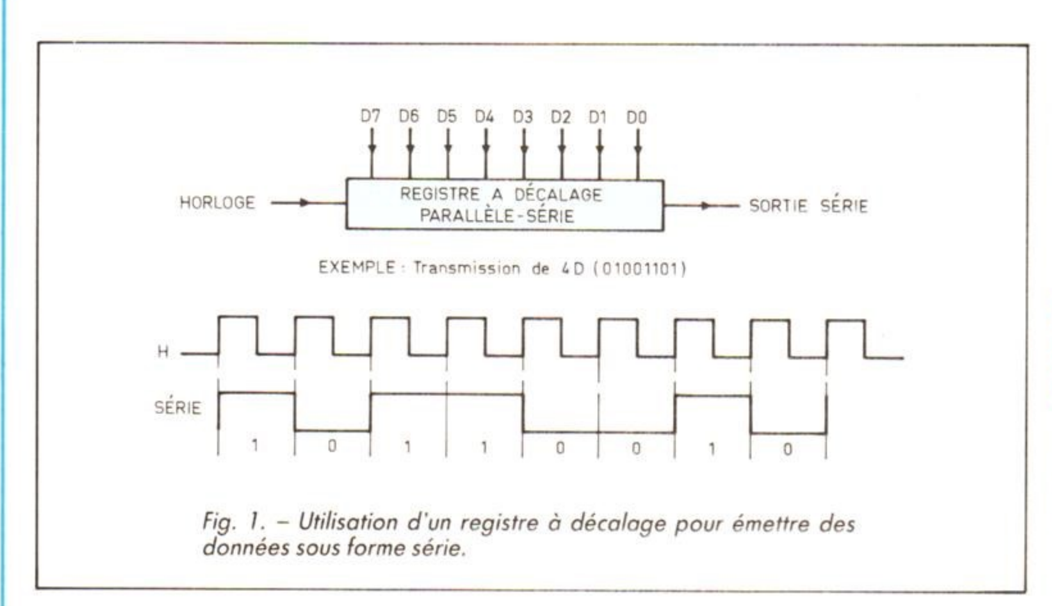


Fig. 1. – Utilisation d'un registre à décalage pour émettre des données sous forme série.

données qu'on le désire ; il suffit de disposer d'un registre à décalage de taille adéquate. Dans le cas qui nous occupe dans le cadre de cette étude, il nous faut faire voyager des mots de 8 bits, ce qui implique l'emploi de registres à décalage parallèle – série à 8 entrées, qui sont des composants très classiques.

Puisque nous savons maintenant envoyer des données sous forme série, reste à voir comment faire l'opération inverse côté réception, c'est-à-dire comment passer à nouveau de parallèle en série. La solution est simple et fait appel à un circuit logique connu : le... registre à décalage. Mais oui, c'est le même type de circuit que celui utilisé à l'émission qui va servir à la réception ; mais, ici, il sera du type registre à entrée série et sorties parallèles. La figure 2 montre son synoptique d'emploi qui se passe de commentaire.

Pour que cela fonctionne, il est bien évident qu'il faut que les horloges appliquées aux deux registres, émetteur et récepteur, aient la même fréquence mais, ce qui est plus grave, c'est qu'il faut aussi que ces horloges soient en phase. En effet, examinez la figure 3 qui montre ce qui peut se passer si les horloges ne sont plus en phase. Le registre récepteur va transformer les données séries reçues en données parallèles, à des instants liés précisément aux fronts de son horloge. Si ceux-ci sont décalés par rapport à ceux de l'horloge d'émission, le mot de 8 bits reconstitué n'aura rien à voir avec le mot émis. La transmission sera donc inutilisable.

Si l'on sait faire facilement des horloges fonctionnant sur des fréquences suffisamment proches l'une de l'autre en les pilotant par quartz, il n'en est pas de même de la relation de phase. La seule solution pour satisfaire la contrainte vue ci-avant est de transmettre à la fois donnée et horloge de l'émetteur au récepteur pour que notre liaison puisse fonctionner, comme schématisé figure 4. Outre le fait que cela contraint à utiliser un fil de plus que prévu, le problème se complique dès lors que l'on veut faire une liaison bidirectionnelle, comme c'est presque toujours le cas en informatique. En effet, il va falloir véhiculer deux horloges, une dans chaque sens, puisque chaque équipement sera tout à tour émetteur ou récepteur, selon le sens du dialogue établi.

Toutes ces considérations n'ont pas fait abandonner ce type de liaison série, que l'on appelle la liaison série synchrone, mais l'ont fait réserver à des applications particulières où la vitesse de transmission devait être élevée et où le surcroît de complexité et de coût entraîné par ces problèmes d'horloge était négligeable par rapport au reste du système. Sur les micro-ordinateurs et les appareils où la notion de vitesse de transfert est moins importante, un autre type de liaison série a été développé.

LA LIAISON SERIE ASYNCHRONE

Le principe adopté pour les liaisons séries asynchrones est analogue à celui décrit ci-avant, à savoir que les données transmises sont converties de parallèle en série et de série en parallèle au moyen de circuits analogues à des registres à décalage. Mais, de plus, pour résoudre les problèmes de synchronisation d'horloge que nous venons d'évoquer, deux informations supplémentaires sont ajoutées à chaque mot de huit bits transmis. Examinons la figure 5 sur laquelle nous avons représenté l'état d'une ligne de transmission série asynchrone. Au repos, c'est-à-dire en l'absence de transmission, la ligne est au niveau logique haut. Avant l'émission du premier bit du mot à transmettre, la ligne va passer au niveau 0 pendant une période de l'horloge de transmission ; ce passage à 0 représente le bit de début de mot, ou bit de « start ». Le mot à transmettre est ensuite émis normalement tel qu'il est fourni par un registre à décalage, comme nous

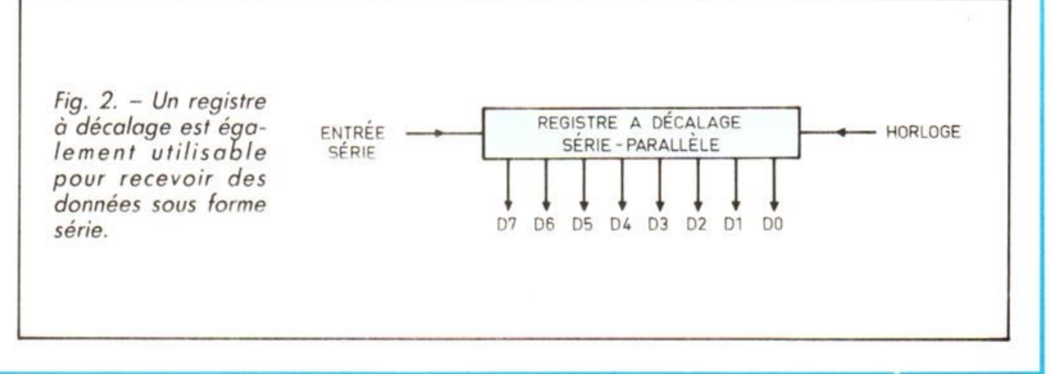


Fig. 2. – Un registre à décalage est également utilisable pour recevoir des données sous forme série.

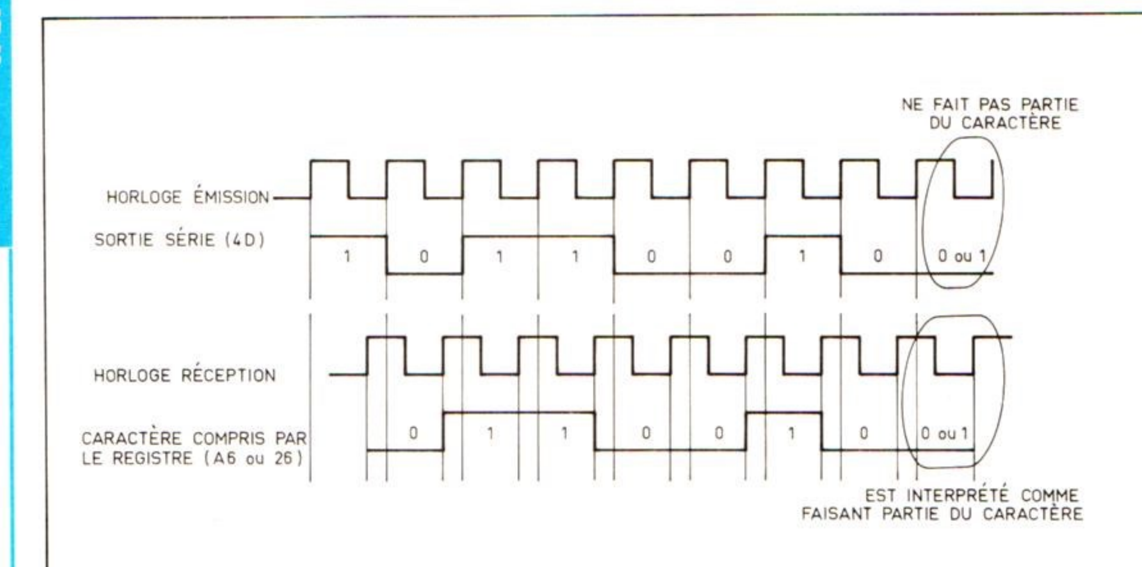


Fig. 3. – Les effets néfastes d'un décalage en phase des horloges d'émission et de réception.

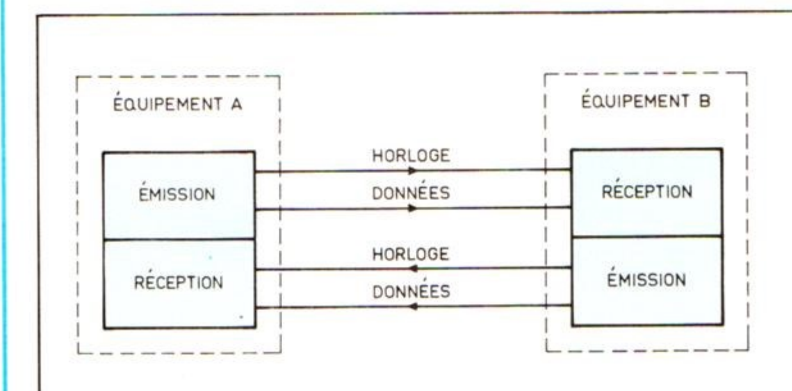


Fig. 4. – La transmission des horloges conduit à utiliser plusieurs fils.

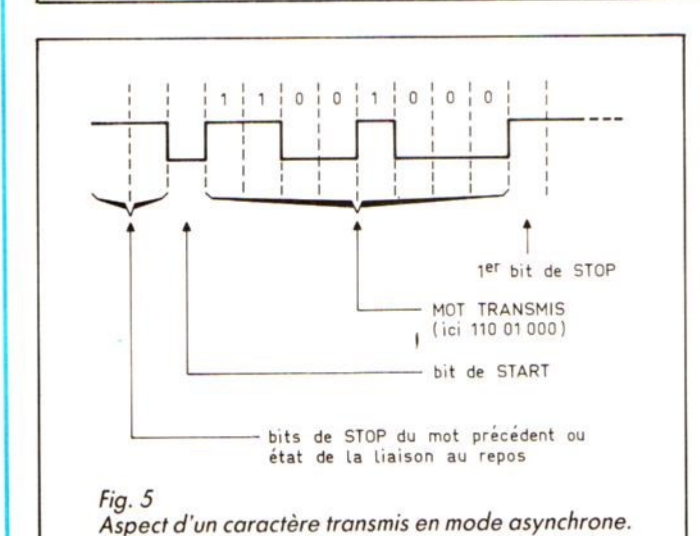


Fig. 5
Aspect d'un caractère transmis en mode asynchrone.

l'avons vu ci-avant. Après le dernier bit de ce mot, la ligne passe à nouveau à l'état haut pendant une ou deux périodes de l'horloge de transmission, afin de constituer le ou les bits de « stop » (un ou deux selon le format choisi, comme nous le verrons ultérieurement).

Toute transmission d'un mot de huit bits par une liaison série asynchrone nécessite donc deux ou trois bits supplémentaires : un bit de start qui précède le mot « utile » et un ou deux bits de stop qui suivent le mot « utile ».

Ces bits particuliers sont exploités dans le circuit de réception qui, vous le concevez bien, ne peut plus être un simple registre à décalage. En effet, ce circuit sait, lors de la réception du bit de start, recaler son horloge locale avec celle utilisée à l'émission, et il peut donc ensuite recevoir parfaitement les bits « utiles » qui suivent. Le synchronisme en phase indispensable dans la liaison série synchrone a donc été rendu inutile ici. Par contre, bien sûr, il faut toujours que les horloges d'émission et de réception soient à la même fréquence. Il n'est cependant pas nécessaire que ces fréquences soient rigoureusement identiques car, du fait du recalage réalisé pour chaque bit de start et, donc, pour chaque caractère reçu, une différence de quelques pour cent est admissible. Comme le moindre oscillateur à quartz fait mieux que ça, même dans le pire des cas, il n'est plus nécessaire de véhiculer d'horloge dans une liaison série asynchrone : chaque équipement possède la sienne propre.

Ce procédé de liaison permet donc de relier facilement deux équipements informatiques quelconques puisqu'il suffit de trois fils : un fil par sens de transmission et une masse. La

seule contrainte à respecter est que chacun des équipements puisse travailler avec la même fréquence d'horloge.

Pour ce faire, et pour éviter que la plus complète pagaille ne règne, des vitesses de transmission ont été définies et normalisées. Comme la seule entité réellement visible sur une liaison de ce type est le mot de 8 bits transmis, que l'on appelle dans ce cas un caractère (nous verrons pourquoi dans un instant), les vitesses ont été définies en premier lieu en caractères par seconde. Les valeurs les plus courantes à l'heure actuelle sont 10, 30, 60, 120, 240, 480, 960 et 1 920 caractères par seconde. Ce ne sont pas les seules normalisées, mais ce sont les plus fréquentes sur le matériel informatique classique (les minitels se distinguent avec une liaison à 120 caractères par seconde dans un sens et à 7,5 caractères par seconde dans l'autre, mais nous verrons pourquoi ultérieurement).

Comme chaque caractère transmis nécessite en fait 10 bits (8 bits « utiles » + 1 start + 1 stop), on parle aussi de vitesses de transmission en bits par seconde ou en bauds dont les valeurs normalisées sont alors les multiples par 10 des valeurs vues ci-avant. Ainsi, une transmission à 960 caractères par seconde s'appelle aussi une transmission à 9 600 bits par seconde ou à 9 600 bauds. Si vous êtes observateur, vous pourrez nous faire remarquer que, si l'on utilise deux bits de stop et non pas un, les caractères transmis comportent 11 bits, et que la règle ci-avant devient donc fausse. C'est exact, mais ce cas de 11 bits n'existe quasiment que pour les liaisons à 10 caractères par seconde, qui sont alors des liaisons à 110 bauds ou 110 bits par seconde. Aux autres vitesses, ce sont toujours 10 bits par caractère qui sont utilisés.

UN CODE PRESQUE UNIVERSEL

Maintenant que nous savons relier deux équipements et qu'ils sont capables d'échanger des informations, il faut nous intéresser à la signification de ces dernières. En effet, si le codage sur 8 bits des chiffres de 0 à 9 et des lettres de A à F ne pose pas de problème en utilisant, par exemple, la notation hexadécimale présentée au début de cette série d'articles, nous ne savons pas coder autre chose. Si vous souhaitez relier un micro-ordinateur qui fait du traitement de texte à une imprimante, il faut pourtant bien pouvoir lui envoyer toutes les lettres, chiffres et signes utilisés habituellement en dactylographie. Un code a donc été mis sur pied pour ce faire, il y a déjà de nombreuses années, code presque quasi universellement adopté pour ce type de liaison. Il a pour nom le code ASCII (prononcez aski), ce qui signiifie American Standard Code for Information Interchange, c'est-à-dire code américain standard pour l'échange d'informations.
Ce code, dont le tableau officiel vous est présenté figure 6, n'utilise que 7 bits et permet donc de coder 128 signes différents. C'est plus que suffisant pour l'application envisagée puisque, outre toutes les lettres, majuscules et minuscules, tous les chiffres et tous les symboles que l'on rencontre sur un clavier de machine à écrire électrique, il permet aussi de coder un certain nombre de caractères dits de contrôle. Ceux-ci sont regroupés dans les basses valeurs de code (de 00 à 1F), reçoivent un nom à deux ou trois lettres et ont des significations particulières, telles que : le retour chariot, le saut de ligne avant et arrière, le saut de page, le retour arrière d'un caractère, etc.
Le tableau du code ASCII appelle quelques autres commentaires.

		Bits 7, 6, 5	000	001	010	011	100	101	110	111
Bits 4 3 2 1	Hex 1	Hex 0	0	1	2	3	4	5	6	7
0 0 0 0	0		NUL	DLE	SP	0	@	P	'	p
0 0 0 1	1		SOH	DC1	/t!	1	A	Q	a	q
0 0 1 0	2		STX	DC2	"	2	B	R	b	r
0 0 1 1	3		ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
0 1 0 0	4		EOT	DC4	$	4	D	T	d	t
0 1 0 1	5		ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
0 1 1 0	6		ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
0 1 1 1	7		BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
1 0 0 0	8		BS	CAN	(	8	H	X	h	x
1 0 0 1	9		HT	EM	)	9	I	Y	i	y
1 0 1 0	A		LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
1 0 1 1	B		VT	ESC	+	;	K	[	k	{
1 1 0 0	C		FF	FS	,	<	L	\	l	
1 1 0 1	D		CR	GS	–	=	M	]	m	}
1 1 1 0	E		SO	RS	.	>	N	¬†∧	n	~
1 1 1 1	F		SI	US	/	?	O	---	o	DEL

Fig. 6. – Tableau du code ASCII.

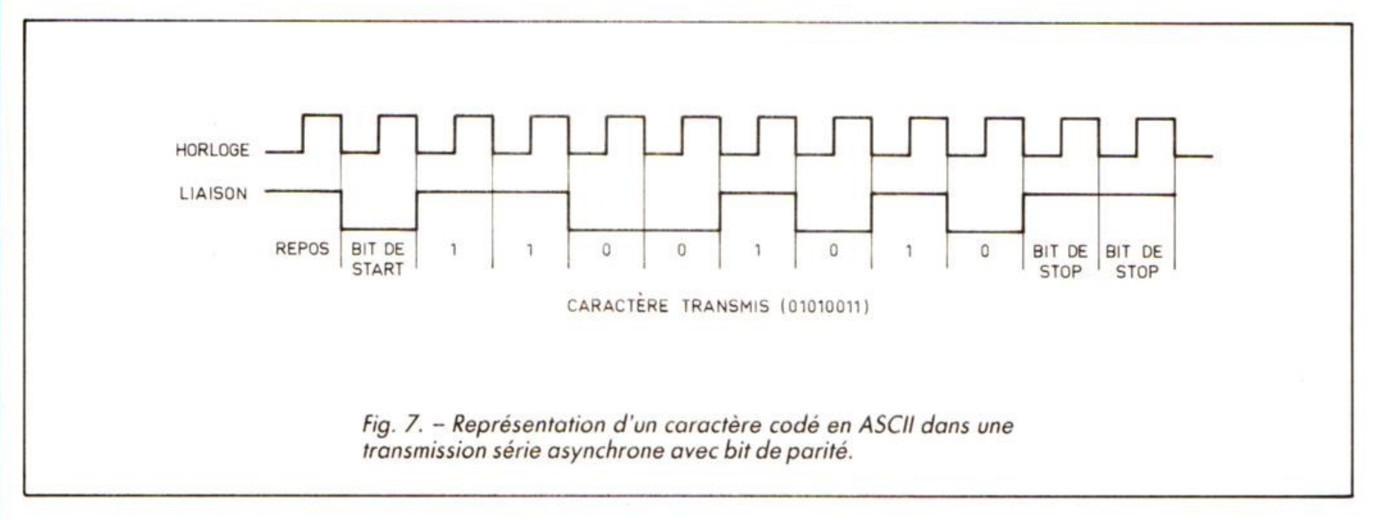


Fig. 7. – Représentation d'un caractère codé en ASCII dans une transmission série asynchrone avec bit de parité.

- Les codes de contrôle dont nous venons de parler sont groupés de 00 à 1F.
- Les chiffres de 0 à 9 sont codés respectivement de 30 à 39.
- Les lettres de A à Z sont codées à partir de 41 avec une incrémentation de 1 par lettre, en respectant l'ordre alphabétique.
- De même, les lettres a à z partent de 61.
- Il y a une différence de code de 20 entre une lettre majuscule et son équivalent minuscule (B vaut 42, alors que b vaut 62).
- Les caractères accentués français ne figurent pas dans ce tableau, pas plus que certains caractères spéciaux tels que les accents circonflexes, le œ collé, le c cédille, etc.

C'est normal, vu l'origine américaine du code, puisque ces caractères-là n'existent pas dans la langue de Lincoln.

Ce manque de caractères français a fait définir à certains constructeurs un code ASCII dit étendu, appellation bien vite reprise par une foule de journalistes soi-disant techniques.

Une telle définition n'a aucun sens à l'heure actuelle. Le code ASCII se limite au tableau de la figure 6 ; toutes les extensions qui peuvent être définies (et qui sont d'ailleurs différentes chez le fabricant d'imprimantes Epson et chez IBM, pour ne citer qu'eux) ne sont que des cas particuliers, qui n'ont aucune valeur de norme.

UN BIT DE TROP

Nous vous avons parlé, jusqu'à maintenant, de transmissions de mots de 8 bits « utiles », ce qui est logique puisque les micro-ordinateurs manipulent des octets, et nous venons de voir que le code ASCII n'utilise que 7 bits. Il y a donc un bit de trop dans notre octet.

Ce bit peut être ou ne pas être utilisé. S'il ne l'est pas, il est mis à n'importe quel niveau (0 ou 1) par l'émetteur, et est ignoré par le récepteur. Par contre, il peut être utilisé pour effectuer un contrôle de qualité de la transmission sous forme de bit de parité.

Cette parité peut être paire ou impaire et se calcule de la façon suivante : en parité paire, le bit de parité est mis à 1 si le nombre de bits à 1 du caractère transmis est pair. Il reste à 0 dans le cas contraire. En parité impaire, le bit de parité est mis à 1 si le nombre de bits à 1 du caractère transmis est impair. Il reste à 0 dans le cas contraire. A titre d'exemple, la figure 7 montre le codage du caractère S en ASCII avec parité impaire. Remarquez que le calcul de la parité ne prend en compte que les bits de la partie « utile » du caractère transmis. Le bit de start, le bit de parité lui-même et le ou les bits de stop sont ignorés par le calcul.

L'utilisation de la parité se passe de la façon suivante : l'émetteur du caractère calcule la parité et ajoute celle-ci en tant que 8e bit à chaque caractère émis. Le récepteur calcule, lui aussi, la parité sur chaque caractère reçu et compare ce qu'il trouve avec la parité qu'il a reçue. Si elles sont différentes, il y a nécessairement eu une erreur de transmission.

Il est évident, en revanche, que, si les parités sont identiques, cela ne signifie pas nécessairement que la transmission s'est bien passée. En effet, deux bits peuvent avoir changé d'état simultanément, ce qui ne fait pas générer d'erreur de parité. Un tel contrôle est cependant acceptable car on considère qu'en cas d'absence quasi permanente d'erreur de parité tout se passe bien.

C'est valable dans 99 des cas, car les erreurs qui se compensent sont tout de même assez rares.

CONCLUSION

Nous en resterons là pour aujourd'hui, car il y a beaucoup à dire à propos de ces liaisons séries asynchrones. Nous avons cependant bien progressé depuis le début de cet article, puisque nous savons maintenant connecter deux équipements informatiques quelconques, les faire dialoguer et effectuer un contrôle sommaire de la qualité de la liaison.

C. TAVERNIER

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Itération d'un filtre passif simple

ENONCE

Un filtre en Γ est constitué par une impédance horizontale Z_1 et une impédance verticale Z_2. La tension de sortie u_s est prise aux bornes de Z_2 tandis que la tension d'entrée, désignée par u_1, est prise aux bornes de l'ensemble (fig. 1).

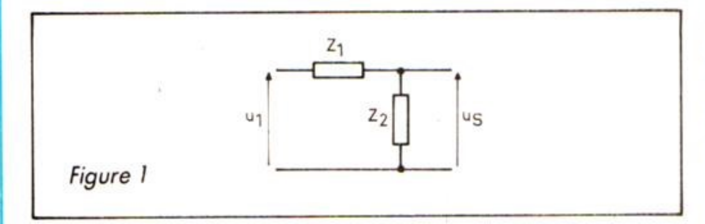


Figure 1

Dans tout le problème, z_1 et z_2 gardent la même valeur, et on pose $z_1/z_2 = x$, tous les calculs ultérieurs étant faits en nombres complexes (représentés dans la suite de l'énoncé sans barre).

1° Exprimer u_1 en fonction de u_s et de x, puis $u'_1 = u_1/u_s$ en fonction de x, par application du diviseur de tension, et en utilisant les résultats du calcul matriciel appliqué aux quadripôles.

2° On place en cascade une seconde cellule identique à la précédente (fig. 2). Montrer que la tension aux bornes d'entrée de l'ensemble, u_2, s'exprime en fonction de u_s et de x. Calculer u'_2 et l'exprimer en fonction de u'_2 et l'exprimer en fonction de u'_1 et de x :

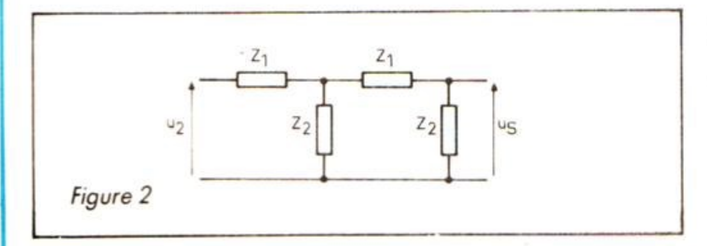


Figure 2

a) en utilisant à nouveau les résultats du calcul matriciel appliqué aux quadripôles ;

b) en utilisant le remplacement triangle/étoile ;

c) en utilisant le remplacement étoile/triangle.

3° Une troisième cellule identique aux précédentes est disposée en cascade (fig. 3). Calculer (par les matrices) la tension d'entrée u_3 aux bornes de l'ensemble en fonction de u_s et de x, puis u'_3 exprimé en fonction de u'_1, u'_2 et x. La suite de ce problème (énoncé et solution) sera publiée dans un prochain numéro du *Haut-Parleur*.

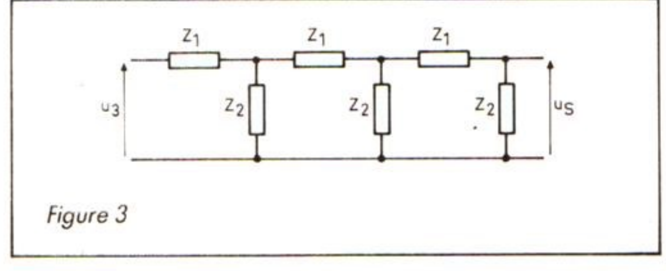


Figure 3

(Problème proposé par P. Mory)

Remarque préliminaire : dans ce problème de réseaux, comme c'est souvent le cas, on demande de trouver les mêmes résultats par des méthodes différentes. C'est ainsi que la première question utilise le diviseur de tension bien connu, la seconde les théorèmes de Kennely appliqués dans les deux sens, et que dans toutes les questions on demande en plus d'utiliser le calcul matriciel. Cette dernière méthode rend la solution des questions 3 et 5a beaucoup plus facile, mais cela implique que l'on dispose des relations de définition, des relations d'association des quadripoles, du tableau des matrices des quadripoles simples, etc., ce lecteur non familiarisé avec les matrices pourra cependant obtenir les résultats de ces questions en appliquant les lois de Kirchhoff, et poursuivre le problème.

Itération d'un filtre passif simple

SOLUTION

1° La figure 4 présente le schéma sous la forme habituelle du diviseur de tension et l'on a immédiatement (en valeurs complexes).

$$u_s = u_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \qquad u_1 = u_s \left(\frac{Z_1}{Z_2} + 1\right) = u_s (x + 1)$$

$$\boxed{u'_1 = \frac{u_1}{u_s} = x + 1}$$

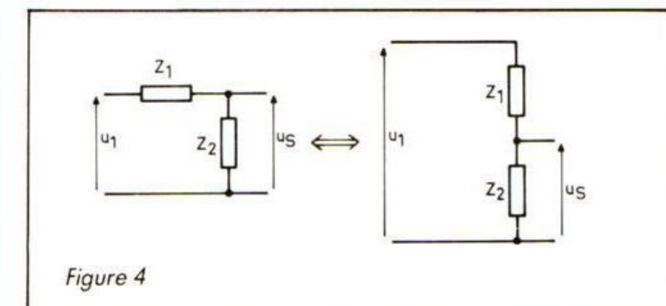


Figure 4

Par définition de la matrice de chaîne d'un quadripôle :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T'ij \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_s \\ -i_s \end{bmatrix} \qquad \begin{aligned} u_1 &= t'_{11} u_s - t'_{12} i_s \\ i_1 &= t'_{21} u_s - t'_{22} i_s \end{aligned}$$

La valeur particulière du paramètre t'_{11} est :

$$t'_{11} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)_{i2=0}$$

Il s'agit bien du rapport u'_1 ci-dessus calculé en sortie ouverte.

Or, pour un quadripôle en Γ, la matrice de chaîne est (valeurs complexes) :

$$\begin{bmatrix} T'ij \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \qquad \text{soit } t'_{11} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2} = x + 1$$

2° a) Lorsque deux quadripôles sont associés en cascade, comme représenté figure 2 et figure 5, on a :

$$[T'ij] = [T'ij^1]\,[T'ij^2]$$

Ici, comme le suggère l'énoncé et ses figures, le quadripôle (1) qui est la cellule simple en Γ se trouve à gauche, tandis que le quadripôle (2) qui se trouve à droite est le quadripôle existant précédemment auquel on a ajouté, à gauche, la cellule de base (1). C'est sans importance pour cette question (2) où les quadripôles 1 et 2 sont identiques, mais important pour la suite où l'on devra écrire :

$$[T'ij] = [T'ij^1]\,[T'ij^2]$$

$$T'ij = \begin{bmatrix} 1 + x & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + x & Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix}$$

On effectue le produit matriciel, en ne calculant que les deux derniers de la première colonne :

$$t'_{11} = (x + 1)^2 + x = x^2 - 3x + 1$$

$$t'_{21} = \frac{1}{Z_2}(1 + x) + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_2}(x + 2)$$

soit, en désignant par b et d les termes non calculés :

$$T'ij = \begin{bmatrix} x^2 + 3x + 1 & b \\ \frac{x + 2}{Z_2} & d \end{bmatrix}$$

(Pour les calculs futurs, on verra que deux paramètres sur quatre suffisent, dont obligatoirement t'_{11} : ceux de la première colonne sont seuls nécessaires pour le calcul de la première colonne suivante, etc.)

La valeur trouvée pour t'_{11} répond à la question.

$$\boxed{u'_2 = \frac{u_2}{u_s} = x^2 + 3x + 1}$$

On peut exprimer ce dernier résultat u'_2 en fonction de x et de u'_1 :

$$u'_2 = x (u'_1 + 1) + u'_1$$

2° b) L'utilisation du remplacement triangle/étoile conduit aux transformations de la figure 6. Calculons les impédances de l'étoile équivalente :

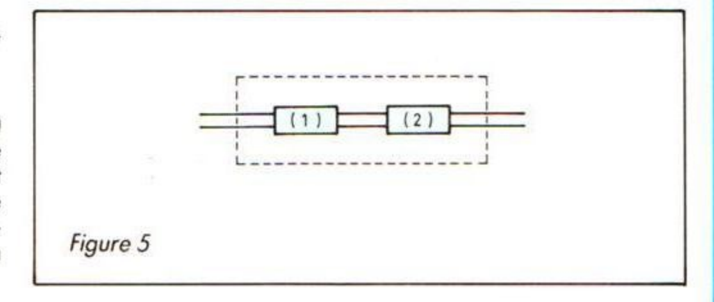


Figure 5

Z'_2 n'intervient pas dans les calculs :

$$Z'_1 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + 2 Z_2} \qquad Z'_3 = \frac{Z_2^2}{Z_1 + 2 Z_2}$$

Le diviseur de tension donne :

$$u_s = u_2 \frac{Z'_3}{Z_1 + Z'_1 + Z'_3} = u_2 \frac{Z_2^2}{Z_1 (Z_1 + 2 Z_2) + Z_1 Z_2 + Z_2^2}$$

$$u_s = u_2 \frac{Z_2^2}{Z_1^2 + 3 Z_1 Z_2 + Z_2^2} \qquad u_2 = u_5 \frac{Z_1^2 + 3 Z_1 Z_2 + Z_2^2}{Z_2^2}$$

Soit, en divisant haut et bas par Z_2^2 :

$$u_2 + u_s (X_2 + 3x + 1)$$

2° c) L'utilisation du remplacement étoile/triangle conduit aux transformations de la figure 7. On calcule les impédances du triangle équivalent, puis on associe les impédances en parallèle :

Z'_2 n'intervient pas dans les calculs :

$$Z'_1 = \frac{Z_1^2 + 2 Z_1 Z_2}{Z_2} \qquad Z'_3 = \frac{Z_1^2 + 2 Z_1 Z_2}{Z_1} = Z_1 + 2 Z_2$$

$$Z'3//Z_2 = \frac{(Z_1 + 2 Z_2) Z_2}{Z_1 + 3 Z_2} = \frac{2 Z_2^2 + Z_1 Z_2}{3 Z_2 + Z_1}$$

On a encore un diviseur de tension (fig. 8) :

$$u_s = u_2 \frac{Z'3//Z'2}{Z'_1 + Z'_3//Z_2} \quad \text{ou } u_2 = u_s \frac{Z'_1 + Z'_3//Z_2}{Z'_3//Z_2}$$

$$u_2 = u_s \left(1 + \frac{Z'_1}{Z'_3//Z_2}\right)$$

$$u'_2 = \frac{u_2}{u_5} = 1 + \frac{Z_1 (Z_1 + 2 Z_2)(3 Z_2 + Z_1)}{Z_2^2 (2 Z_2 + Z_1)} = 1 + \frac{Z_1 (Z_1 + 3 Z_2)}{Z_2^2}$$

$$= 1 + x (x + 3) = x^2 + 3x + 1 \qquad u'_2 = x^2 + 3x + 1$$

3° Le montage en cascade est celui de la figure 3.

La matrice de chaîne de ce nouveau quadripole est :

$$[T'_{ij}] = \begin{bmatrix} x + 1 & -Z_1 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^2 + 3x + 1 & b \\ \frac{x+2}{Z_2} & d \end{bmatrix}$$

dont les paramètres de la première colonne sont respectivement :

$$t'_{11} = (x + 1)(x^2 + 3x + 1) + x (x + 2)$$
$$= x^3 + 3x^2 + x + x^2 + 3x + 1 + x^2 + 2x$$
$$= x^3 + 5x^2 + 6x + 1$$

$$t'_{21} = \frac{x^2 + 3x + 1}{Z_2} + \frac{x + 2}{Z_2} = \frac{x^2 + 4x + 3}{Z_2}$$

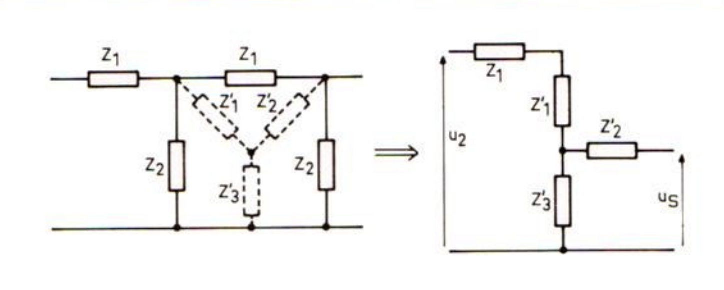
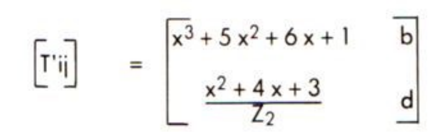


Figure 6



$$[T'_{ij}] = \begin{bmatrix} x^3 + 5x^2 + 6x + 1 & b \\ \frac{x^2 + 4x + 3}{Z_2} & d \end{bmatrix}$$

ou en fonction des u' précédents :

$$u'_3 = x (u'_1 + u'_2 + 1) + u'_2$$

$$\boxed{u'_3 = \frac{u_3}{u_s} = x^3 + 5x^2 + 6x + 1}$$

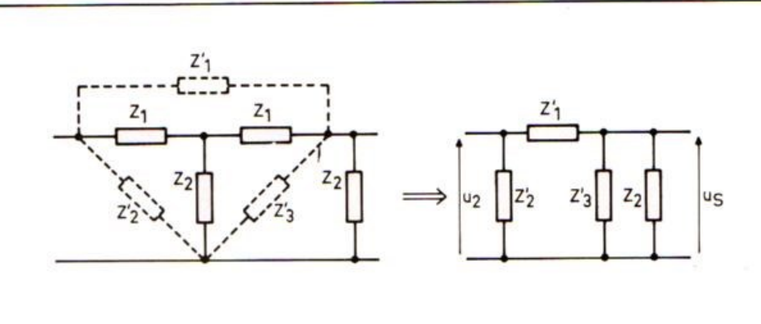


Figure 7

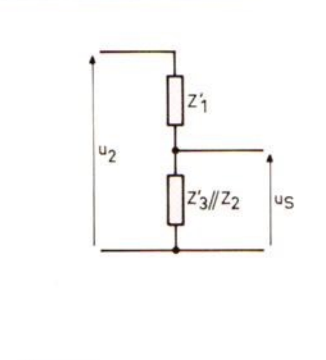


Figure 8

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

Amélioration des performances d'un régulateur « trois pattes »

L'avènement, déjà ancien maintenant, des circuits intégrés régulateurs de tension à trois pattes a considérablement simplifié la construction d'alimentations stabilisées à sortie fixe : un composant unique, aussi facile à manipuler qu'un vulgaire transistor, remplace tout un montage plus ou moins complexe. S'il est possible de modifier la tension de sortie d'un tel circuit, on n'y parvient qu'au prix d'une dégradation importante des performances. Il en va tout autrement de leurs analogues à sortie variable, d'apparition plus récente. Nous nous proposons de montrer tout ce qu'on peut tirer de ces étonnantes petites bêtes, au prix de quelques adjonctions simples.

UN PARAMETRE LIMITATIF : LE COURANT DE POLARISATION

Dans un régulateur à sortie fixe, on dispose d'une borne d'entrée où s'applique la tension non stabilisée V_e, d'une sortie pour la tension V_s régulée et d'une troisième connexion, normalement réunie à la masse (fig. 1). A travers cette dernière circule le courant de polarisation I_Q, nécessaire au fonctionnement des divers circuits internes. D'une intensité typique généralement voisine de 5 mA (tableau, ligne 6), ce courant varie de quelques centaines de microampères, avec la tension d'entrée et avec l'intensité délivrée en sortie (tableau, ligne 7).

Imaginons alors – ce que proposent certaines notes d'applications – qu'on adopte le schéma de la figure 2, en vue de modifier ou de rendre variable la tension de sortie. Désignons par V_N (nominale) la différence de potentiel imposée, par le régulateur entre ses bornes 2 et 3. On trouvera, en sortie :

$$V_s = V_N \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2$$

expression qui fait clairement apparaître l'influence néfaste de I_Q et plus encore de ses variations ΔI_Q. Précisons sur un exemple numérique, en prenant $V_N = 5$ V, $R_1 = 220\ \Omega$ et R_2 variable de 0 à 1 kΩ (potentiomètre). Si l'on donne à R_2 sa valeur maximale, on trouve :

$$V_s = 5 \left(1 + \frac{1\,000}{200}\right) + 5 \,.\, 10^{-3} \,.\, 10^3$$

$$V_s = 27,7 + 5 = 32,7 \text{ V}$$

Les variations du courant de sortie I_s s'accompagnent de variations ΔI_Q de 0,2 mA, auxquelles correspondent, en sortie, des écarts :

$$\Delta V_s = 0,2 \,.\, 10^{-3} \,.\, 10^3 = 0,2 \text{ V}$$

difficilement acceptables.

Figure 1

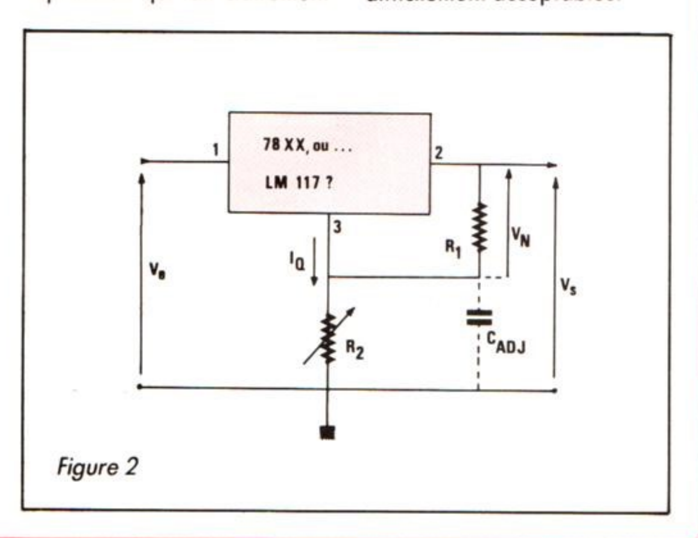


Figure 2

LES REGULATEURS A TENSION VARIABLE

Avec l'apparition de la famille LM 117 (217, 317), on dispose de régulateurs « trois pattes » spécialement conçus pour un réglage de la tension de sortie. A cet effet, deux caractéristiques ont été profondément modifiées :

- la tension nominale, entre les bornes 2 et 3, est ramenée à 1,2 V. La plage des variations en sortie, à l'aide du montage de la figure 2, s'étend alors de 1,2 à 37 V ;
- le courant de polarisation I_Q ne vaut plus que 50 μA, et ses variations sont de l'ordre de 0,2 μA. Avec les valeurs de l'exemple précédent, on voit que les variations ΔV_s dues à ce paramètre sont ramenées de 0,2 V à 0,2 mV !

D'autres caractéristiques, elles aussi, s'améliorent de façon sensible. Pour permettre au lecteur une comparaison rapide, nous avons rassemblé, dans le tableau ci-joint, quelques données essentielles concernant, d'une part, un régulateur fixe de 12 V et, d'autre part, le modèle LM 117 T, réglable de 1,2 à 37 V. Tous deux sont présentés en boîtier plastique TO 220. Nous laisserons de côté les rubriques dont l'interprétation est immédiate, pour commenter celles qui nécessitent des explications complémentaires.

Le courant minimal en sortie

Cette notion ne s'applique qu'au LM 117. On ne peut maintenir la qualité de régulation sur la sortie 2 qu'en lui faisant délivrer un courant d'au moins 3,5 mA : nous choisirons 5 mA par mesure de sécurité. Cette intensité, qui doit circuler même en l'absence de charge externe, sera alors consommée par la résistance R_1, qui « voit » la tension V_N de 1,2 V. Ceci impose, pour R_1, la valeur maximale :

$$R_1 = \frac{1,2\ V}{5\ mA} = 240\ \Omega$$

Tension de bruit

Il s'agit de la valeur efficace dans la bande de fréquence comprise entre 10 Hz et 10 kHz et qui atteint typiquement 75 μV pour le LM 7812. Pour le modèle LM 117, la tension de bruit, proportionnelle à V_s, s'exprime en pourcentage de cette dernière. Ainsi, pour V_s = 12 V, on trouve :

$$V_n = \frac{0,003}{100}\ 12\ V = 36\ \mu V$$

soit à peine la moitié par rapport au 7812.

Réjection de l'ondulation

Le plus souvent, la tension non stabilisée s'obtient par redressement à double alternance à partir du secteur et filtrage par un condensateur. Elle est alors affectée d'une ondulation résiduelle à 100 Hz, que le régulateur doit atténuer au mieux.

Limitée à 65 dB, cette réjection pour le LM 117 peut atteindre 80 dB si l'on découple la résistance R_2 par un condensateur électrolytique de 10 μF (tableau ligne 9 et fig. 2). Elle devient ainsi nettement meilleure que pour un régulateur fixe (72 dB pour le LM 7812).

Le prix

Paramètre rarement évoqué dans les études techniques, le prix, toutes choses égales par ailleurs, nous paraît pourtant déterminant. Le tableau (ligne 10) montre que la différence (il s'agit de valeurs moyennes, au détail) reste très faible. Si l'on ajoute que le LM 117 permet de ne stocker qu'un seul type – et, par là, de bénéficier de rabais en achetant par quantités –, l'avantage s'inscrit toujours du même côté.

AUGMENTONS LE COURANT DE SORTIE

Nous ne traiterons plus maintenant que du LM 117 et de ses frères. Ses protections internes le mettent à l'abri des courts-circuits en sortie, des surcharges et d'un échauffement excessif. Il importe, lors des diverses applications, de ne pas perdre le bénéfice de ces dispositifs. L'un des cas à prendre en considération est celui de l'augmentation du courant de sortie, par l'emploi de transistors ballast.

Les notes d'applications donnent souvent des schémas fort efficaces, mais qui nécessitent l'introduction de composants actifs externes pour réintroduire des protections. C'est là une complication à laquelle le schéma de la figure 3 permet d'échapper.

Dans ce montage, la tension de sortie V_s reste imposée par le circuit intégré, associé aux résistances R_1 et R_2. Le courant total de sortie, lui, se par-

Régulateur		LM 7812	LM 117
1 Tension de sortie	V_s	12 V (± 8 %)	1,2 à 37 V
2 Courant maximal en sortie	$I_{s\ max}$	1 A	1,5 A
3 Courant minimal en sortie	$I_{s\ min}$		3,5 mA
4 Régulation vis-à-vis de l'entrée	$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e}$	0,02 % de ΔV_e	0,02 % de ΔV_e
5 Régulation vis-à-vis de la sortie	ΔV_s	30 mV de 10 mA à 1 A	0,3 % de V_s de 10 mA à 1 A
6 Courant de polarisation	I_Q	5 mA	50 μA
7 Variation du courant de polarisation	ΔI_Q	0,2 mA	0,2 μA
8 Tension de bruit (valeur efficace)	V_n	75 μV	0,003 % de V_s
9 Réjection de l'ondulation à 100 Hz	$\frac{\Delta V_e}{\Delta V_s}$	72 dB	65 dB (a) 80 dB (b)
10 Prix unitaire (moyen)		5 F	7 F

(a) En l'absence du condensateur C_{ADJ}.
(b) Avec condensateur C_{ADJ} de 10 μF (voir fig. 2).

tage entre deux voies : d'une part, la résistances R_3, la diode D et le régulateur ; d'autre part, la résistance R_4, et l'espace émetteur-collecteur du transistor PNP de puissance, T. Dans la jonction émetteur-base du transistor et dans la diode, on observe sensiblement la même chute de potentiel, voisine de 0,7 V (silicium). Il en va donc de même aux bornes des résistances R_3 et R_4. Les intensités entre les deux voies se partagent donc dans le rapport :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

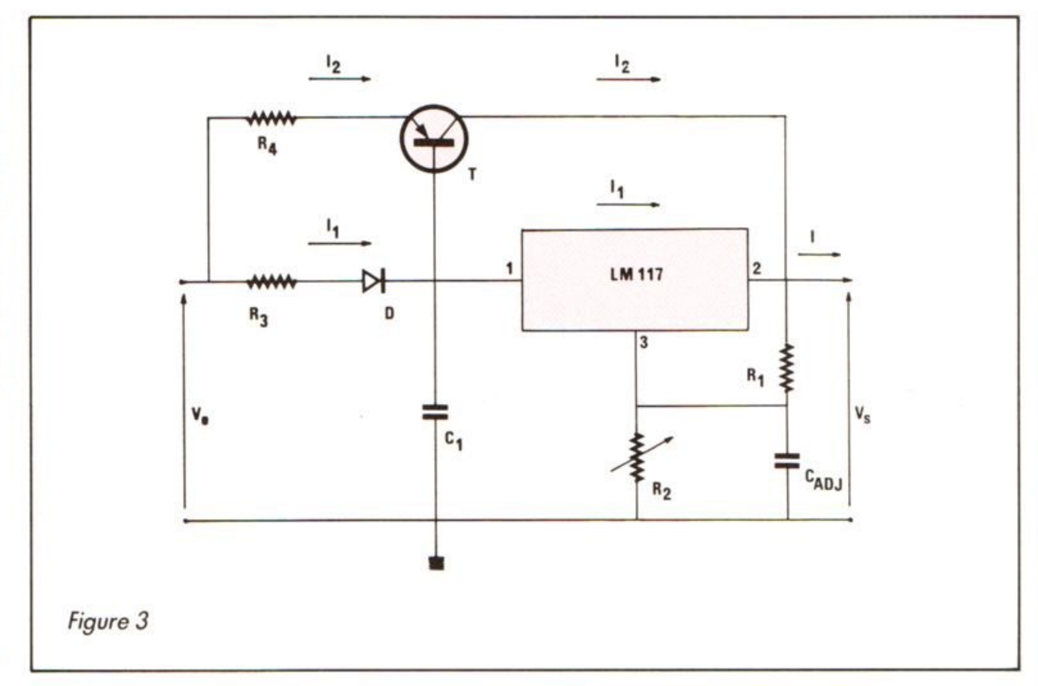


Figure 3

Protection contre les surintensités

Grâce aux protections internes et en supposant, pour l'instant, que n'interviennent pas les limitations thermiques, l'intensité à travers le LM 117 n'atteint, au maximum, que 1,5 A. L'intensité maximale dans le transistor sera donc :

$$I_{2\,max} = \frac{R_3}{R_4}\,1{,}5$$

Au total, l'intensité maximale, à la sortie du montage devient :

$$I_{max} = \left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right)\;1{,}5$$

Pratiquement, on choisit R_3 pour que la chute maximale de tension y soit voisine du volt, ce qui donne, ici :

$$R_3 = \frac{1}{1{,}5} = 0{,}66\ \Omega$$

soit 0,68 Ω pour prendre une valeur normalisée. Il faut naturellement penser à la puissance dissipée, qui atteint :

$$R_3 = I_{max} \times 1\ V = 1{,}5\ W$$

et on adoptera 3 W par mesure de sécurité. La résistance R_4 est maintenant déterminée par l'intensité totale souhaitée. Si, par exemple, on veut I_{max} = 5 A, soit I_2 = 3,5 A, on prendra :

$$R_4 = \frac{I_1}{I_2} R_3 = \frac{1{,}5}{3{,}5} . 0{,}66$$

$$R4 = 0{,}28\ \Omega \simeq 0{,}27\ \Omega$$

La puissance maximale dissipée dans R_4 atteint 3,5 W : une résistance de 5 à 7 W conviendra.

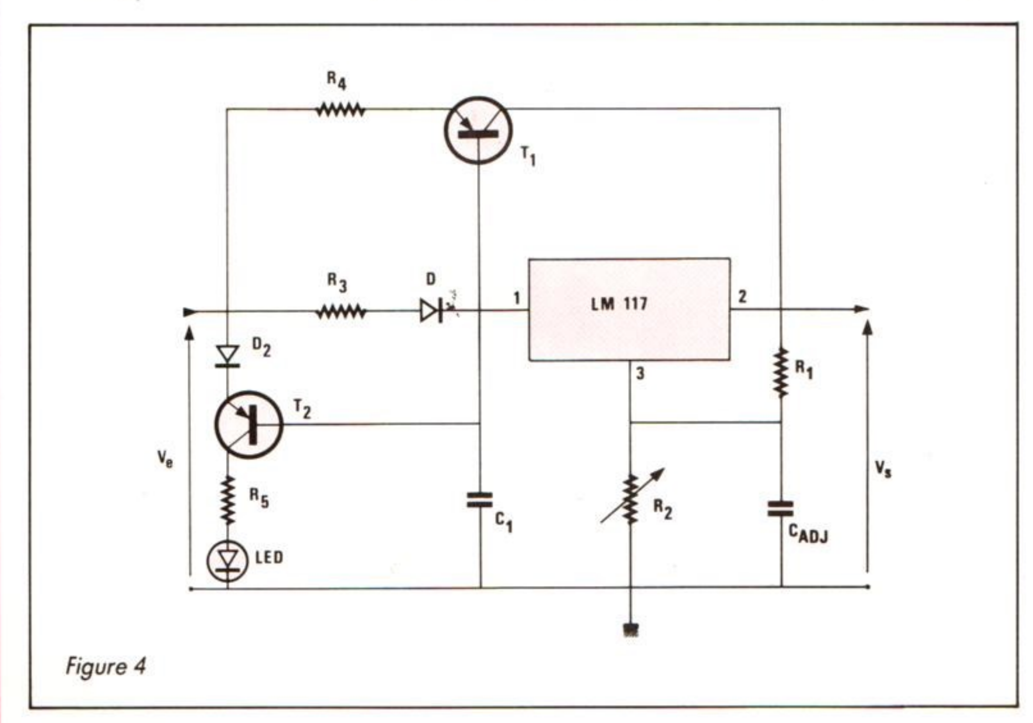


Figure 4

Protection thermique

Le régulateur limite la puissance qu'il dissipe en tenant compte, évidemment, de sa propre température et non de celle du transitor. On pourra englober ce dernier dans le dispositif limitateur en le montant sur le même radiateur que le LM 117, avec un bon couplage thermique. Un échauffement excessif du transistor est alors transmis au régulateur, ce qui agit sur I_1 et, par voie de conséquence, sur I_2.

AJOUTONS UN INDICATEUR DE SURCHARGE

L'entrée en action du limiteur d'intensité entraîne une cessation de régulation de la tension de sortie qui, dans ses premières manifestations, risque d'échapper à l'utilisateur. Un dispositif visualisant la situation de surcharge apparaît donc utile. Nous en proposons un, très simple, à la figure 4.
Lorsque la différence de potentiel aux bornes de l'ensemble R_3 D_1 atteint ou dépasse une valeur voisine de 1,6 V, le transistor T_2 commence à conduire, alimentant la diode électroluminescente LED, à travers R_5. On déterminera R_5 en fonction de V_e pour que, à la saturation de T_2, l'intensité traversant la diode électroluminescente soit comprise entre 10 et 20 mA environ, pour une luminosité confortable. Il ne faudra pas oublier que D_2, l'espace émetteur-collecteur du transistor saturé, et la LED totalisent une chute de tension proche de 2,7 V.

ALIMENTATIONS AJUSTABLES A HAUTE TENSION

Certaines évolutions techniques, par exemple le développement des transistors à effet de champ de type MOSFET, ont remis au goût du jour les alimentations sous des tensions relativement élevées. En apparence, celles-ci semblent incompatibles avec l'emploi des régulateurs intégrés. En réalité, certains artifices permettent de pallier les limites propres des circuits.
Le schéma de la figure 5 montre un exemple d'alimentation réglable entre 1,2 et 150 V environ, avec un débit maximal de 25 mA. Ici, le LM 117 travaillant en mode flottant ne voit pas de différence de potentiel élevée entre son entrée 1 et sa sortie 2. La diode zener D_Z (6,2 V), en association avec les espaces base-émetteur des transistors T_1 et T_2, limite à 5 V environ la tension aux bornes du circuit. Les transistors sont évidemment des modèles à haute tension (200 V), qui n'offrent que des gains en courant β relativement réduits : ceci impose le montage Darlington que montre la figure. La résistance R_3 limite le courant de court-circuit à environ 50 mA.
Le transistor T_2, qui dissipe près de 5 W en fonctionnement normal (25 mA en sortie), et jusqu'à 10 W en situation de court-circuit, sera énergiquement refroidi par un dissipateur. Le potentiomètre R_6 de réglage de la tension de sortie est un modèle bobiné capable de dissiper 5 W.

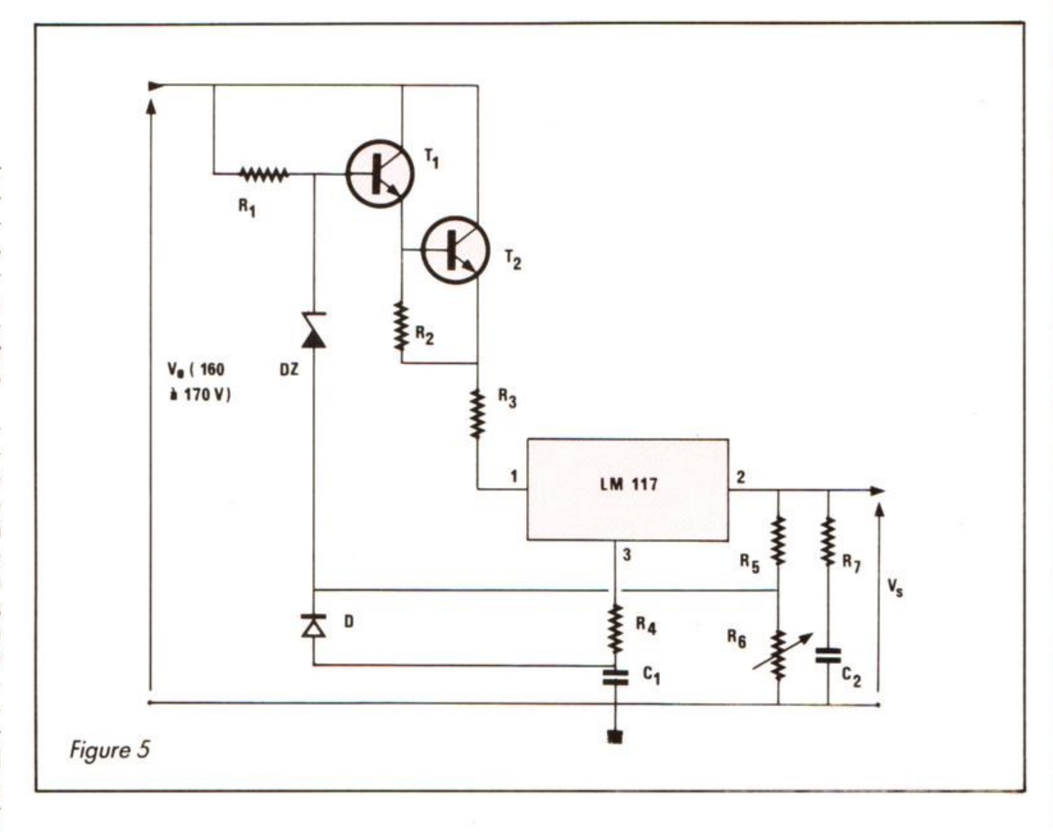


Figure 5

Valeurs des divers composants

R_1 : 100 kΩ (0,5 W)
R_2 : 1 kΩ (0,5 W)
R_3 : 100 Ω (0,5 W)
R_4 : 100 Ω (0,5 W)
R_5 : 150 Ω (0,5 W)
R_6 : potentiomètre 20 kΩ (5 W)
R_7 : 2,7 Ω (0,5 W)
C_1 : 1 µF (250 V)
C_2 : 1 µF (250 V)
D_Z : 6,2 V (0,5 W)
D : 1N4001
T_1, T_2 : BD 232.

POUR CONCLURE

Les régulateurs « trois pattes » simplifient considérablement la réalisation d'alimentations stabilisées. Par leurs performances nettement améliorées, les modèles LM 117, LM 217, LM 317 ouvrent la porte à la construction d'alimentations variables (ou ajustables) de très bonne qualité : ils tendent, par leur universalité, à remplacer toute la gamme des régulateurs fixes.
Au prix de l'adjonction d'un petit nombre de composants, il devient facile d'outrepasser les limites intrinsèques d'intensité et de tension. Le LM 117 apparaît alors comme la base d'une variété infinie d'alimentations que nos lecteurs pourront adapter à leurs besoins grâce aux indications fournies dans cet article.

R. RATEAU

FORMULAIRE D'ELECTRONIQUE

E8 — ENERGIE ET PUISSANCE ELECTRIQUE (en continu)

ENERGIE ELECTRIQUE : **quantité de travail effectué pendant un temps donné par un générateur électrique d'une puissance déterminée.**

$$W = P \times t$$

W = énergie en joules (J)
P = puissance en watts (W)
t = temps en secondes (s)

Ce travail peut également être exprimé par d'autres unités :

W = énergie en watt-heures (Wh)
P = puissance en watts (W)
t = temps en heures (h)

On utilise couramment le kilowatt-heure (1 kWh = 1 000 Wh).

Relations entre les unités :

$$1\ \text{Wh} = 3\ 600\ \text{J}, \quad 1\ \text{kWh} = 3{,}6 \times 10^6\ \text{J}$$

PUISSANCE ELECTRIQUE : **énergie électrique dépensée par unité de temps.**

$$P = \frac{W}{t}$$

P = puissance en watts (W)
W = travail en joules (J)
t = temps en secondes (s)

Dans les circuits électriques on utilise couramment les formules suivantes :

$$P = U \times I$$

$$P = \frac{U^2}{R} \quad \text{et} \quad P = RI^2$$

P = puissance en watts (W)
U = tension en volts (V)
I = courant en ampères (A)
R = résistance du circuit en ohms (Ω)

E9 — GROUPEMENT DES SOURCES DE TENSIONS CONTINUES

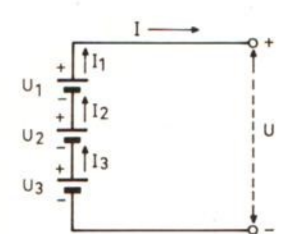
1° Groupement en série

La tension totale est égale à la somme des tensions de chaque source.

$$U = U_1 + U_2 + ... + U_n$$

Le courant total est égal au courant d'une seule source.

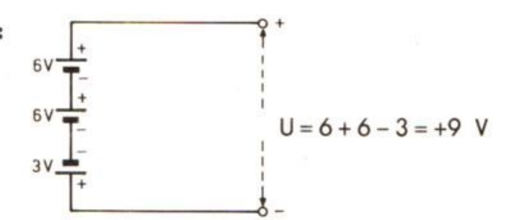
$$I = I_1 = I_2 = ... = I_n$$



Remarques :

– Les résistances internes des sources s'ajoutent ($r = r_1 + r_2 + ... + r_n$).
Si les sources sont identiques, la résistance interne totale r est égale à la résistance interne d'un élément multipliée par le nombre d'éléments ($r = r_1 \times n$).
– Les sources doivent de préférence être du même type.
– Dans le cas d'une polarité inversée, la tension de la source concernée est soustraite des autres tensions.

Exemple :

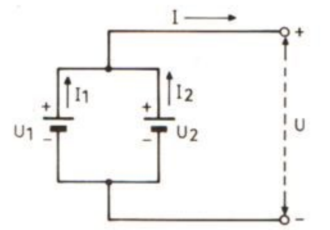


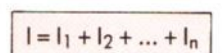
2° Groupement en parallèle

La tension totale est égale à la tension d'une seule source.

$$U = U_1 = U_2 = ... = U_n$$

Le courant total est égal à la somme des courants de chaque branche.





$$I = I_1 + I_2 + ... + I_n$$

De ces formules on en déduit les formes suivantes :

Puissance	Tension	Courant	Résistance
$P = UI$	$U = \frac{P}{I}$	$I = \frac{P}{U}$	
$P = \frac{U^2}{R}$	$U = \sqrt{PR}$		$R = \frac{U^2}{P}$
$P = RI^2$		$I = \sqrt{\frac{P}{R}}$	$R = \sqrt{\frac{P}{I^2}}$

Applications numériques :

1° Quelle est la valeur du courant traversant une ampoule de 80 W branchée sur 220 V ?

$I = \frac{P}{U} = \frac{80}{220} = 0{,}363$ A

2° La résistance à chaud d'un radiateur électrique de 1 000 W est de 50 Ω, quelle est la valeur du courant traversant cette résistance ?

$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1000}{50}} = 4{,}47$ A

3° Quelle est la puissance dissipée dans une résistance de 4,7 kΩ traversée par 30 mA ?

30 mA = 0,03 A
4,7 kΩ = 4 700 Ω
$P = RI^2 = 4\,700 \times (0{,}03)^2 = 4{,}23$ W

4° Quelle est la dépense d'une ampoule électrique de 60 W allumée toute l'année sans interruption, sachant que le prix du kWh est de 55 centimes ?

Energie en Wh :
60 × 24 × 365 = 525 600 Wh
soit 525,6 kWh.

La dépense annuelle est de :
525,6 × 0,55 = 289 F.

Dans le cas de deux sources : $I_1 = I_2 = \frac{I}{2}$

Dans le cas de trois sources : $I_1 = I_2 = I_3 = \frac{I}{3}$

Dans le cas de n sources : $I_1 = I_2 = ... = I_n = \frac{I}{n}$
si les sources sont du même type

Remarque :

– Les sources en parallèle doivent obligatoirement avoir la même valeur de tension.
– La résistance interne de l'ensemble est égale à la résistance interne d'une branche divisée par le nombre de branches. $r = \frac{r_1}{n}$

3° Groupement mixte

La tension totale est égale à la somme des tensions en série.
Le courant total est égal à la somme des courants des différentes branches (voir figure de droite).

$U = U_1 + U_2$

Remarque :

– Dans le montage ci-dessus, la résistance interne d'un groupe série est r × 2. La résistance interne des trois groupes mis en parallèle est : $\frac{r \times 2}{3}$

Application numérique :
On souhaite obtenir une source de 18 V pouvant débiter 2 A, avec des piles de 1,5 V fournissant 0,7 A au maximum.
Le nombre de piles à mettre en série est de :

$\frac{18}{1{,}5} = 12$

Le nombre de groupes à mettre en parallèle est donné par le rapport des courants :

$\frac{2}{0{,}7} = 2{,}85$

soit 3 groupes en parallèle.
L'ensemble sera donc composé de 3 groupes en parallèle, chacun étant composé de 12 piles.

$I = I_A + I_B + I_C$
I_A I_B I_C
U_1 U_2 U_3 U_4 U_5 U_6
$U = U_1 + U_2$

E10a — THEOREME DE THEVENIN

Ce théorème permet de simplifier les circuits actifs électriques. THEOREME DE THEVENIN : **Un réseau complexe comprenant une ou plusieurs sources peut être remplacé par un circuit équivalent comprenant une source à tension constante et une résistance en série.**

La **source de tension constante** donne une tension égale à la tension en circuit ouvert du réseau complexe.

La **résistance en série** a une valeur égale à celle vue de la sortie du circuit complexe lorsque la ou les sources internes sont en court-circuit.

Méthode de calcul

a) Aucun circuit n'étant connecté entre A et B, la tension entre ces bornes est :

$$U = E \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

b) La source E étant en court-circuit, la résistance vue entre A et B est :

$$R_S = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Applications numériques :

1° Dans le schéma ci-dessus (méthode de calcul), on a : E = 80 V et $R_1 = R_2 = 20\ \Omega$. Quel est l'équivalent de Thévenin ?

La tension entre A et B est :

$$80 \times \frac{20}{20 + 20} = 40\ \text{V}$$

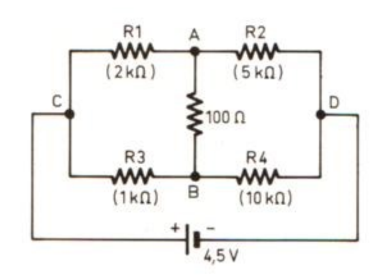
La résistance vue entre A et B (la source E étant court-circuitée) est de :

$$\frac{20 \times 20}{20 + 20} = 10\ \Omega$$

Le circuit est équivalent à une source de 40 V en série avec une résistance de 10 Ω.

E10b — THEOREME DE THEVENIN (suite)

3° Soit le pont non équilibré ci-dessous, on désire connaître la valeur du courant dans la résistance de 100 Ω connectée entre A et B.



a) Déconnecter la résistance de 100 Ω.

b) Calcul de U : pour cela, on remarque que les points A et B se trouvent chacun sur des diviseurs de tension constitués respectivement par R_2, R_1 et R_4, R_3. Par rapport au point commun D, la tension en A est égale à :

$$+4{,}5 \times \frac{5\ \text{k}\Omega}{2\ \text{k}\Omega + 5\ \text{k}\Omega} = +3{,}21\ \text{V}$$

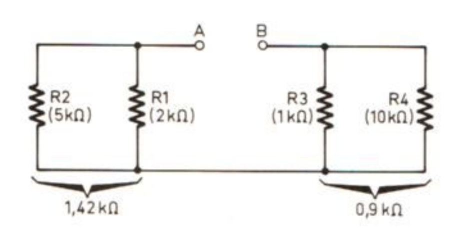
La tension en B est égale à :

$$+4{,}5 \times \frac{10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega} = +4{,}09\ \text{V}$$

La tension en B est plus positive que celle en A, la tension équivalente U est égale à :

$$4{,}09 - 3{,}21 = 0{,}88\ \text{V}$$

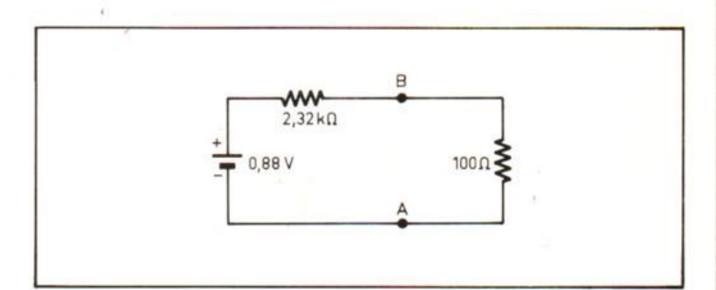
c) Calcul de R_S : la source est remplacée par un court-circuit. Pour plus de clarté la disposition des résistances est modifiée.



La résistance équivalente R_S du pont déséquilibré est égale à :

$$\frac{5\,k\Omega \times 2\,k\Omega}{5\,k\Omega + 2\,k\Omega} + \frac{10\,k\Omega \times 1\,k\Omega}{10\,k\Omega + 1\,k\Omega} = 1{,}42\,k\Omega + 0{,}9\,k\Omega = 2{,}32\,k\Omega$$

d) Circuit équivalent (figure de droite) :

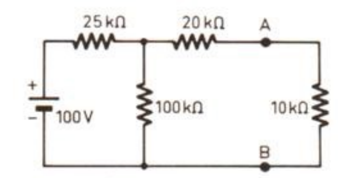


e) Calcul du courant :

$$I = \frac{0{,}88}{2{,}32\,k\Omega + 0{,}1\,k\Omega} = 0{,}36\,mA$$

NOTES..

2° Quelle est la valeur du courant traversant la résistance de 10 kΩ lorsqu'elle est branchée à une source de 100 V à travers le réseau en T du circuit représenté ci-dessous ?



a) Déconnecter la résistance de 10 kΩ

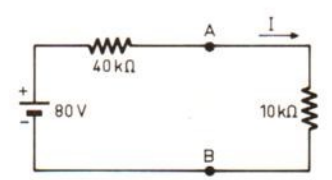
b) Calcul de U :

$$U = 100 \times \frac{100\,k\Omega}{100\,k\Omega + 25\,k\Omega} = 80\,V$$

c) Calcul de R_S

$$R_S = 20\,k\Omega + \frac{25\,k\Omega \times 100\,k\Omega}{25\,k\Omega + 100\,k\Omega} = 40\,k\Omega$$

d) Circuit équivalent :



e) Calcul du courant : I

$$I = \frac{80}{40\,k\Omega + 10\,k\Omega} = 1{,}6\,mA$$

NOTES..

LE BUS I2C

Si la notion de bus de liaison est plus ou moins connue de tout utilisateur de matériels touchant de près ou de loin à la micro-informatique, on ne s'attend pas à rencontrer un bus dans un appareil haute fidélité ou un récepteur de télévision. C'est ce qui sera pourtant possible avec le bus I2C, spécialement conçu pour des applications de grande série. Le développement que devrait connaître ce que l'on commence à appeler la « domotique » ne peut d'ailleurs que favoriser l'implantation d'un tel bus, comme nous allons le constater dans un instant.

UN BESOIN NOUVEAU

Avant que la micro-informatique ne connaisse le développement que l'on sait, les appareils domestiques étaient des entités autonomes dont les interconnexions se limitaient au strict nécessaire. La baisse de prix spectaculaire des microprocesseurs et de leurs circuits périphériques, engendrée par le développement évoqué ci-avant, ont conduit les fabricants de matériels grand public à intégrer de tels circuits dans leurs appareils pour assurer la gestion de fonctions de plus en plus nombreuses. Les tuners deviennent ainsi à synthétiseur et peuvent balayer les gammes tout seuls et y rechercher des stations, les magnétoscopes offrent des possibilités de programmation de plus en plus souples et élaborées, et même certaines cafetières deviennent (presque) intelligentes puisqu'elles démarrent à l'heure de votre choix.

Tous ces appareils disposant d'une « intelligence » locale, il devient possible d'envisager de les faire dialoguer ou échanger des informations, pour créer ainsi un vaste réseau domestique interconnecté. Pour qu'une telle interconnexion soit possible, il faut qu'elle reste très simple à mettre en œuvre, afin de ne pas augmenter exagérément les coûts des appareils, et qu'elle utilise aussi peu de fils que possible afin que le prix de la connectique et du câblage ne devienne pas prohibitif.

LE BUS I2C

Le bus I2C, proposé initialement par Philips-RTC, et dont le sigle signifie Inter Integrated Circuits (IIC qui devient donc I2C), est un bus de communication n'utilisant que deux fils et permettant à deux équipements quelconques d'échanger des données avec un débit pouvant aller jusqu'à 100 kilobits par seconde. Ce bus répond aux besoins exprimés ci-avant mais, du fait de sa simplicité de mise en œuvre, il peut également convenir à de nombreuses autres applications. L'une d'entre elles consiste à réduire le câblage nécessaire dans certains matériels, augmentant ainsi la fiabilité et diminuant le prix de revient. Ainsi, dans un récepteur TV à synthèse de fréquence (c'est-à-dire dans la majorité des récepteurs actuels), de très nombreuses informations numériques doivent être échangées entre le panneau avant, où se trouvent les commandes, et le synthétiseur de fréquence installé sur le circuit imprimé principal. Une liaison par bus I2C, à l'intérieur même du récepteur TV, permet de réduire à deux le nombre de fils nécessaires. Bien sûr, cette utilisation n'est envisageable que si les circuits intégrés employés sont faciles à interfacer au bus. C'est le cas de certains d'entre eux, tout au moins dans la gamme proposée par Philips-RTC, puisque l'on trouve au catalogue de ce fabricant des circuits intégrés contenant l'interface I2C sur la puce elle-même.

LE CAHIER DES CHARGES

Les concepteurs du bus I2C se sont imposé un cahier des charges permettant de satisfaire au mieux les contraintes des applications envisagées ci-avant. Nous allons voir rapidement ce qu'il en est.

Afin de réduire les coûts de câblage et de connectique, le bus I2C est nécessairement un bus série. Un fil de signal (et la masse, bien sûr) aurait donc pu suffire, mais n'aurait pas permis de satisfaire certains points présentés ci-après. Le bus I2C utilise donc deux fils de « signal » (plus une masse commune, bien sûr).

Le bus doit être bidirectionnel, afin d'être le plus polyvalent possible, car les informations à échanger entre les divers éléments interconnectés n'ont pas nécessairement à transiter que dans un seul sens.

Compte tenu du fait que le bus n'utilise que deux fils de liaison, il faut que chaque élément relié au bus puisse être identifié, afin que les échanges d'informations entre deux éléments n'aillent pas perturber d'autres éléments qui n'en ont rien à faire. Une notion d'adresse doit donc exister.

Pour assurer un maximum de sécurité de transmission et éviter des blocages du bus, en attente de message par exemple, chaque transfert de données doit faire l'objet d'un acquittement de la part du destinataire, afin que l'expéditeur puisse savoir que tout se passe bien.

Pour ne pas conduire à la réalisation de systèmes centralisés avec un seul poste de « commandement », les concepteurs du bus I2C ont voulu en faire un système multi-maître. Dans un tel système, chaque élément connecté sur le bus peut prendre l'initiative d'un échange de données, et peut donc émettre sur le bus. Il est donc nécessaire de prévoir un système de détection d'émissions simultanées et d'arbitrage de priorité, afin d'éviter que deux éléments tentent d'émettre simultanément et perturbent ainsi mutuellement les données. Un tel mode de fonctionnement est délicat à obtenir en micro-informatique classique mais, dans le cas du bus I2C, le problème a été résolu avec une simplicité étonnante.

Enfin, le protocole des échanges de données sur le bus doit être parfaitement défini et standardisé, afin que le logiciel nécessaire pour chaque élément puisse être réalisé de façon modulaire.

UN PEU DE TERMINOLOGIE

Avant de voir comment le bus I2C remplit ce cahier des charges et d'en décrire le principe de fonctionnement, nous al-

lons préciser quelques termes utilisés dans la suite de cet exposé. Ceux-ci sont classiques lorsque l'on parle de bus mais ne sont pas nécessairement connus de chacun d'entre vous.

On appelle abonné tout élément connecté sur le bus, quelle que puisse être sa fonction.

Un émetteur est un abonné qui envoie des données sur le bus à un instant précis.

Un récepteur est un abonné qui reçoit des données sur le bus à un instant précis.

Un maître est un abonné qui démarre un échange de données, génère les signaux d'horloge et met fin à l'échange.

Un esclave est un abonné adressé par un maître lors d'un transfert.

Un arbitrage est une procédure permettant de résoudre les problèmes d'accès au bus lorsque deux ou plusieurs maîtres veulent démarrer un transfert.

Un échange est un dialogue complet entre un émetteur et un récepteur.

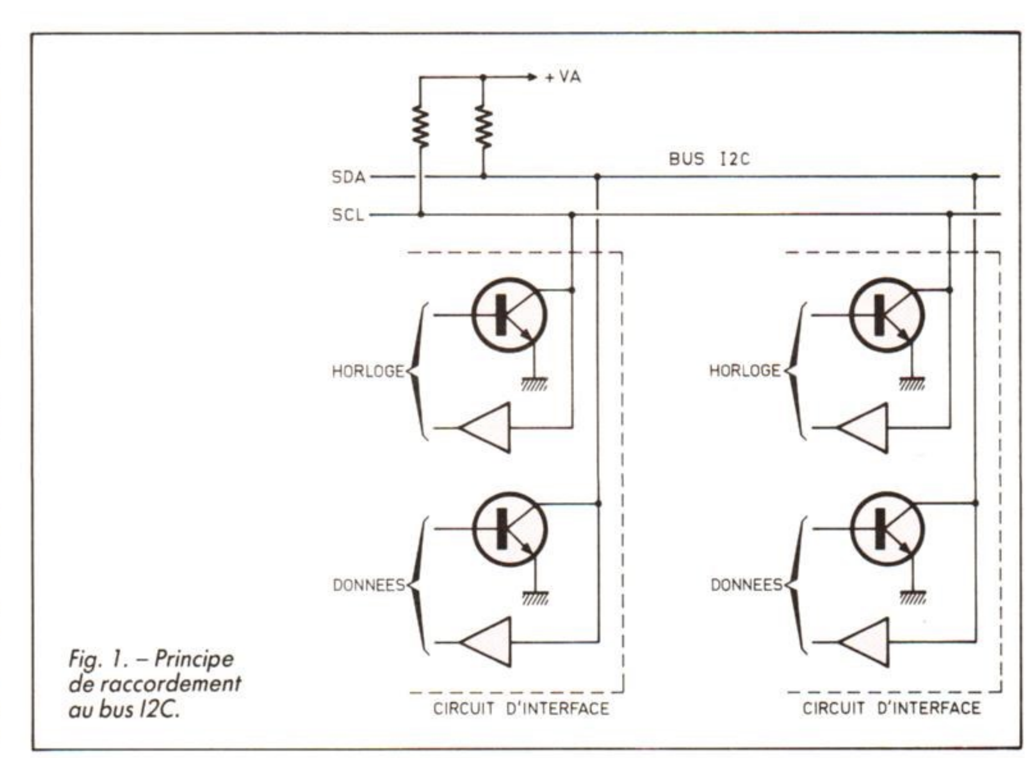


Fig. 1. – Principe de raccordement au bus I2C.

LE BUS I2C EN BREF

Le bus I2C remplit pleinement le cahier des charges présenté ci-avant puisque ses caractéristiques principales sont les suivantes :

– Bus série bifilaire utilisant une ligne de données appelée SDA (Sérial DAta) et une ligne d'horloge appelée SCL (Serial CLock).

– Les données peuvent être transférées dans les deux sens sans restriction.

– Le bus est multi-maître.

– Chaque abonné se voit attribuer une adresse codée sur 7 bits. 128 adresses différentes peuvent donc être définies.

– Un acquittement est généré pour chaque octet de donnée transféré.

– Le bus peut utiliser des vitesses de transfert allant jusqu'à 100 kilobits par seconde, mais une procédure de synchronisation automatique permet le dialogue entre abonnés ne travaillant pas à la même vitesse (le plus rapide se trouve freiné pour travailler à la vitesse du plus lent).

– Le nombre maximal d'abonnés n'est limité que par la charge capacitive maximale du bus, qui peut atteindre 400 pF. Tout dépend donc de la technologie employée.

– Les niveaux électriques utilisés permettent l'emploi de circuits TTL, CMOS ou NMOS sans difficulté.

– Toutes ces possibilités sont d'une mise en œuvre simple, et ce d'autant plus que des boîtiers avec interface I2C intégrée sont disponibles sur le marché.

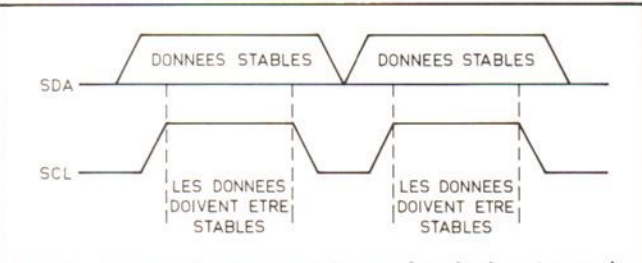


Fig. 2. – Principe fondamental du transfert de données sur le bus I2C.

PRINCIPE D'UN ECHANGE DE DONNEES

Comme le montre la figure 1, la connexion des abonnés aux deux lignes du bus I2C est particulièrement simple. Les sorties à destination des lignes SCL et SDA sont à collecteur ou à drain ouvert afin de permettre la réalisation d'un OU câblé. Comme des circuits de technologies diverses peuvent être utilisés sur ce bus, les niveaux électriques ne sont pas fixes, mais sont définis par les résistances de rappel, visibles figure 1. Pour cette même raison, nous ne parlerons dans ce qui suit que de niveaux logiques haut (1) ou bas (0), et nous verrons en fin d'article la correspondance avec les niveaux électriques. Quoi qu'il en soit, la logique utilisée est une logique positive, et un niveau logique haut est représenté par une tension supérieure à un niveau logique bas.

Du fait du mode de connexion représenté figure 1, les lignes SCL et SDA sont à l'état haut lorsque aucun abonné ne les utilise en émission.

Le principe fondamental du transfert de données est que ces dernières sont valides lorsque l'horloge est à l'état haut, comme schématisé figure 2. L'émetteur doit donc positionner sa donnée sur SDA pendant que SCL est à l'état bas et maintenir celle-ci

stable pendant que SCL est à l'état haut.

Comme la transmission s'effectue sous forme série, une information de début et de fin doit être définie. Elle s'appelle ici condition de départ et condition d'arrêt. Une condition de départ est réalisée lorsque la ligne SDA passe du niveau haut au niveau bas alors que SCL est au niveau haut. Réciproquement, une condition d'arrêt est réalisée lorsque SDA passe du niveau bas au niveau haut lorsque SCL est au niveau haut.

Bien qu'étant envoyées sous forme série, et donc bit à bit, les données sont arrangées en octets. Le bit de poids fort ou bit le plus significatif est transmis le premier. Chaque octet est suivi par un bit d'acquittement transmis par le récepteur destinaire. Un échange de données prend alors l'allure indiquée figure 3.

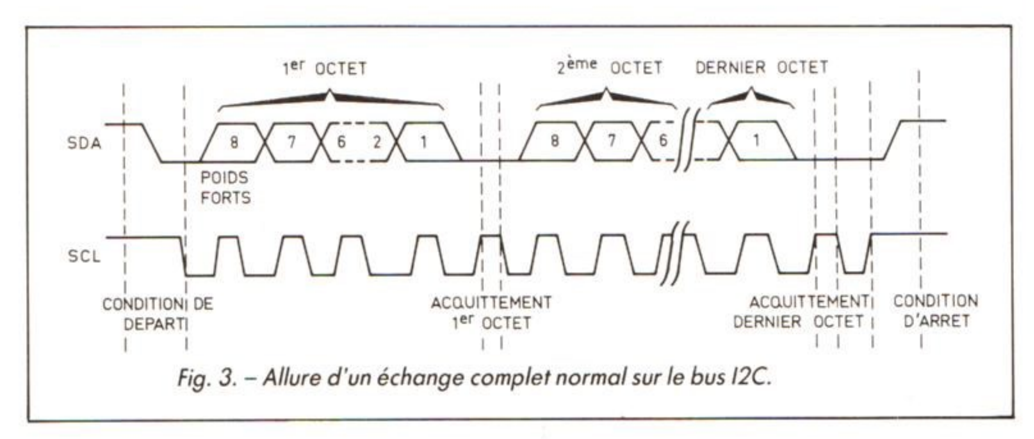


Fig. 3. – Allure d'un échange complet normal sur le bus I2C.

L'émetteur génère l'horloge de transmission SCL. Il commence par produire une condition de départ, suivie par le premier octet de données (bit de poids fort en tête). Après le huitième bit, il met la ligne SDA au niveau haut (au repos donc) et génère une impulsion d'horloge. A titre d'acquittement, le récepteur doit maintenir SDA au niveau bas pendant cette impulsion pour que le transfert soit considéré comme bon. Il continue alors avec l'octet suivant selon le même protocole. Lorsque la transmission est terminée, l'émetteur génère une condition d'arrêt. Le nombre d'octets transmis ainsi lors d'un échange est illimité et ne dépend que des besoins de l'utilisateur.

LES CAS PARTICULIERS

Si les données reçues par le récepteur demandent un traitement particulier, il se peut que ce dernier soit dans l'obligation de suspendre le transfert le temps de faire ce traitement. Il lui suffit pour cela de maintenir la ligne SCL à l'état bas après la fin de la réception de l'octet concerné, pour que l'émetteur attende automatiquement que SCL remonte pour reprendre le transfert.

Si, par contre, le récepteur ne peut acquitter un transfert, parce qu'il est occupé à autre chose ou parce qu'il a mal reçu la donnée, l'émetteur ne voyant pas arriver l'acquittement génère alors une condition d'arrêt qui interrompt ainsi l'échange « raté ». Ce phénomène peut se produire à n'importe quel endroit au cours d'un transfert puisqu'il est, par essence même, aléatoire vis-à-vis du bus.

SYNCHRONISATION ET ARBITRAGE

Nous venons de voir que, lors d'un échange, le maître générait l'horloge de transmission SCL. Si plusieurs maîtres désirent prendre le bus en même temps, outre le conflit au niveau des données, un conflit va exister au niveau des horloges. Pour éviter cela, une procédure de synchronisation a été prévue, et fonctionne de la façon suivante.

La figure 4 permet de comprendre comment les choses se passent, en interne, dans les maîtres potentiels. Lorsqu'un front descendant est présent sur SCL, tous les maîtres potentiels décomptent leurs niveaux bas, et la ligne SCL est maintenue dans cet état jusqu'à ce que le dispositif ayant le niveau le plus bas ait fini de décompter. La ligne SCL remonte alors et reste au niveau haut tant que les divers dispositifs décomptent leurs niveaux hauts. Lorsque celui qui a le niveau haut le plus court a fini de compter, il met la ligne SCL au niveau bas. On réalise ainsi une horloge SCL prévue pour le pire des cas, puisqu'elle a un niveau bas aussi long que le plus long niveau bas possible et un niveau haut aussi court que le niveau haut le plus court possible.

Le système d'arbitrage intervient automatiquement et fonctionne dans les maîtres par surveillance de la ligne SDA. En effet, lorsqu'un maître envoie un niveau haut sur la ligne SDA, il relit systématiquement cette ligne. Si, au même instant, un autre maître tente de transmettre un niveau bas, la procédure d'arbitrage se met en route puisque le niveau relu ne correspond pas au niveau émis.

Le principe d'arbitrage est fort simple puisque, en fait, comme le montre la figure 5, le maître qui tentait d'envoyer un niveau haut, et qui n'y parvient pas parce qu'un autre tente d'envoyer un niveau bas, arrête le transfert en maintenant sa ligne SDA au niveau haut.

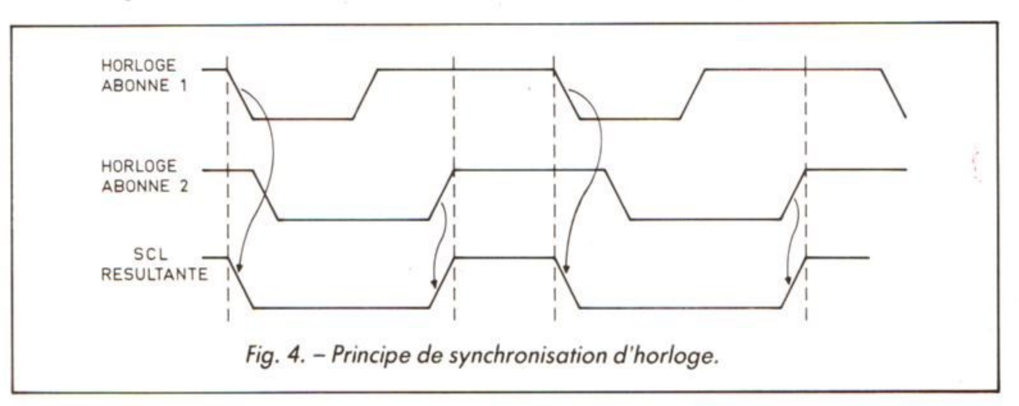


Fig. 4. – Principe de synchronisation d'horloge.

FORMAT DE TRANSMISSION

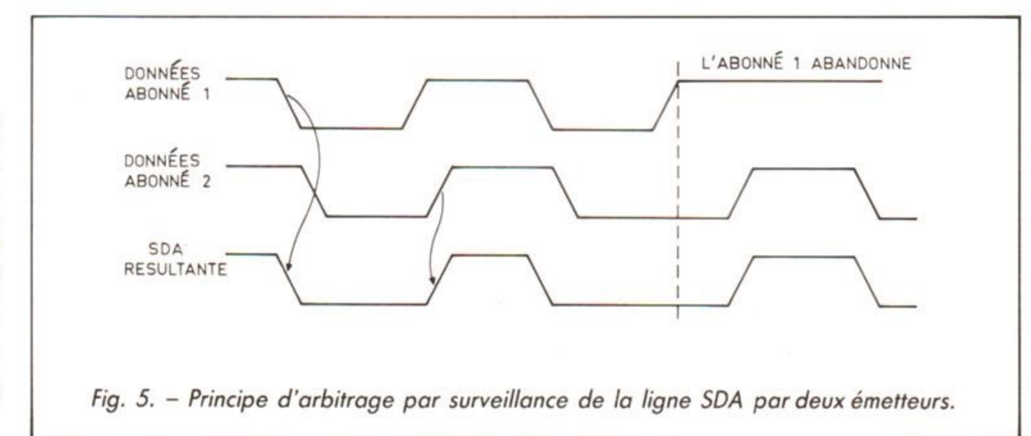


Fig. 5. – Principe d'arbitrage par surveillance de la ligne SDA par deux émetteurs.

Maintenant que nous savons comment s'effectuent les transferts, il nous reste à évoquer les problèmes d'adressage. En outre, nous n'avons vu jusqu'à maintenant que l'émission de données par le maître, alors que celle-ci est tout à fait possible par l'esclave adressé. Le premier octet de tout échange possède, à cet effet, une signification particulière.

Comme le montre la figure 6, le premier octet, qui suit immédiatement la condition de départ, contient sur ses 7 bits de poids forts l'adresse de l'abonné avec lequel le maître désire communiquer. Le bit de poids faible est le bit L/Ebarre et indique le sens du transfert. Un bit L/Ebarre à 0 provoque une écriture et, donc, un échange de données dans le sens maître-esclave, alors qu'un bit à 1 provoque une lecture, c'est-à-dire un échange de données dans le sens esclave-maître.

Le transfert dans le sens maître-esclave fonctionne comme nous l'avons expliqué dans un précédent paragraphe. En ce qui concerne le transfert inverse, les choses se passent de la façon suivante.

Aussitôt après cet octet particulier, le maître devient récepteur maître et l'esclave émetteur esclave. Le maître continue à générer l'horloge sur la ligne SCL, mais c'est l'esclave qui fournit les données sur SDA. L'acquittement sur SDA est toujours fourni par l'esclave, tandis que la condition d'arrêt est toujours, elle aussi, générée par le maître. Pour le reste, le transfert se déroule comme nous l'avons déjà vu ci-avant.

Lorsqu'un maître désire effectuer plusieurs transferts à la suite les uns des autres, pas nécessairement avec le même esclave, il n'est pas tenu de générer une condition d'arrêt entre chaque. Il lui suffit, à la fin de chaque échange, de générer une nouvelle condition de départ pour l'échange suivant.

Enfin, il existe une procédure dite d'appel général où l'adresse émise par le maître est nulle. Le message émis est alors supposé concerner plusieurs abonnés (mais pas nécessairement tous les abonnés). Ceux qui sont concernés doivent acquitter chaque octet comme dans un transfert « individuel » ; les autres ignorent simplement un tel échange.

LES NIVEAUX ELECTRIQUES

Nous avons vu, au début de cette présentation, que le bus I2C permettait de connecter des circuits de diverses technologies aux lignes SDA et SCL. Pour que le fonctionnement soit assuré, les règles exposées ci-après doivent être respectées.

En ce qui concerne les circuits à alimentation fixe de 5 V (circuits TTL et majorité des circuits NMOS) et dont les niveaux logiques sont donc, eux aussi, fixes :

– Le niveau logique bas maximal en entrée est de 1,5 V.
– Le niveau logique haut minimal en entrée est de 3,0 V.

En ce qui concerne les circuits à niveaux logiques dépendants de l'alimentation (cas des circuits CMOS), les conditions deviennent les suivantes :

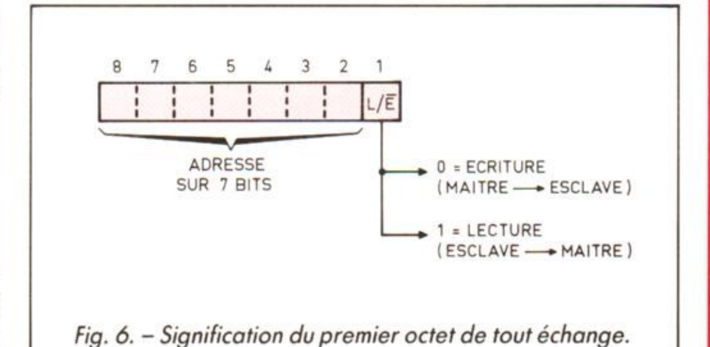


Fig. 6. – Signification du premier octet de tout échange.

Fig. 7. – Connexion de dispositifs à niveaux logiques fixes et à alimentation sous 5 V ± 10 %.

– Le niveau logique bas maximal en entrée est de 0,3 x VDD (VDD étant la tension d'alimentation positive des circuits, usuellement de 3 à 18 V pour les CMOS).
– Le niveau logique haut minimal en entrée est de 0,7 x VDD.

Pour les deux types de circuits, le niveau logique bas maximal autorisé en sortie est fixé à 0,4 V.

En ce qui concerne les circuits à alimentation 5 V et niveaux logiques fixes, chaque circuit connecté au bus I2C peut avoir une alimentation autonome, comme schématisé figure 7, les résistances de rappel des lignes SCL et SDA étant alors reliées à n'importe laquelle de ces alimentations. Les circuits à niveaux logiques liés à l'alimentation doivent, par contre, avoir une alimentation commune, à laquelle seront reliées les résistances de rappel, comme schématisé figure 8. Lorsque des circuits à niveaux logiques variables se trouvent reliés à des circuits à niveaux logiques fixes, les premiers doivent être alimentés en 5 V et disposer d'une alimentation commune, comme indiqué figure 9. Les résistances de rappel sont alors connectées à cette alimentation.

Si des surtensions sont à craindre sur les lignes SCL ou SDA (cas des récepteurs TV lors d'un amorçage THT), des résistances de protection d'une valeur maximale de 300 Ω peuvent être intercalées en série dans les lignes SCL et SDA entrant dans l'équipement concerné, comme indiqué figure 10.
Enfin, l'horloge SCL du bus I2C doit avoir une période basse minimale de 4,7 μs et une période haute minimale de 4 μs. De plus, les maîtres doivent générer une telle horloge avec une fréquence maximale de 100 kHz. Tous les abonnés au bus doivent être capables de gérer des échanges à cette vitesse, soit en recevant et en émettant directement à 100 kHz, soit en sachant mettre en œuvre la procédure de synchronisation d'horloge vue ci-avant.

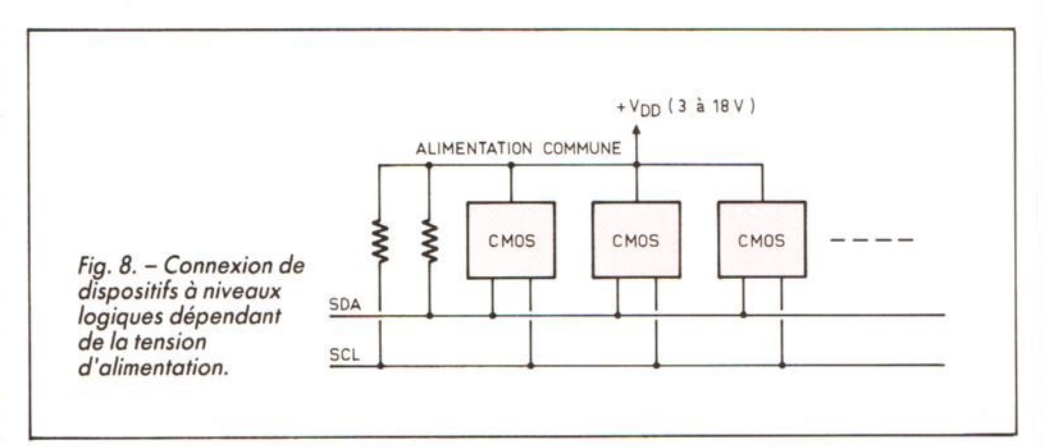


Fig. 8. – Connexion de dispositifs à niveaux logiques dépendant de la tension d'alimentation.

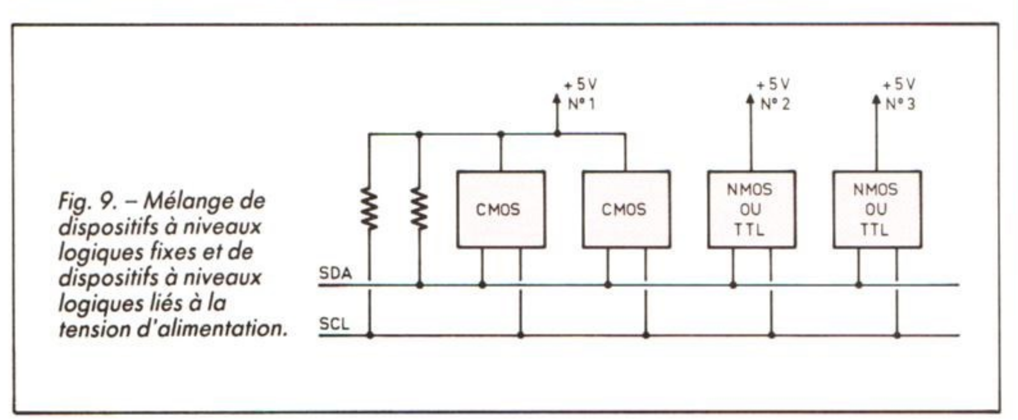


Fig. 9. – Mélange de dispositifs à niveaux logiques fixes et de dispositifs à niveaux logiques liés à la tension d'alimentation.

CONCLUSION

Bien que proposé depuis plus de trois ans, le bus I2C est encore assez peu connu du grand public. Nous souhaitons, avec cet article, vous en avoir dévoilé les principes généraux. Une réalisation pratique suivra peut-être dans quelque temps, si les circuits disposant d'une interface I2C deviennent un peu plus courants sur le marché et, surtout, s'ils sont mieux diffusés qu'à l'heure actuelle.

C. TAVERNIER

BIBLIOGRAPHIE

Les principales informations présentées dans cet article sont extraites de la fiche technique RTC référence CI 52, intitulée « Les atouts du bus I2C pour les applications de grande série ».

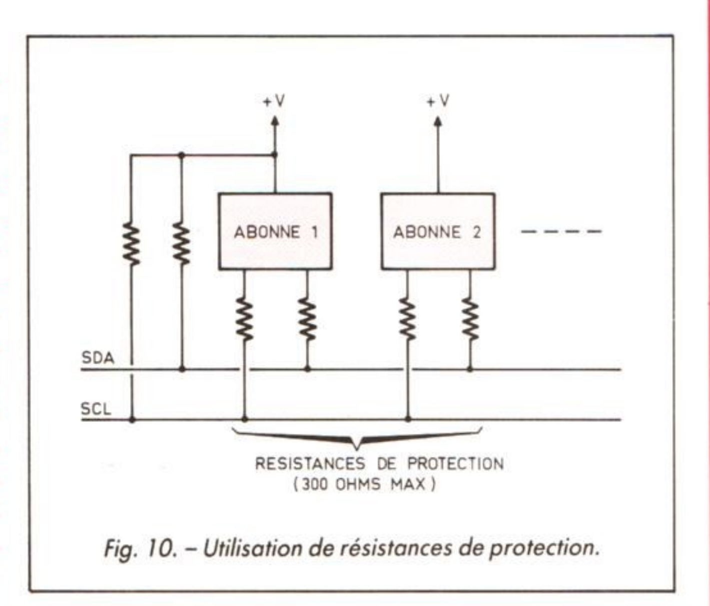


Fig. 10. – Utilisation de résistances de protection.

Notre courrier technique
par R.A. RAFFIN

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

• Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

• Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

• Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

• Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

• Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 09.03 : M. Charles BOREL, 69001 LYON :
1° se plaint d'une chaîne HiFi qu'il vient d'acquérir et avec laquelle il entend en « fond sonore », quelle que soit son utilisation, toutes sortes de stations de radio ;
2° souhaite prendre connaissance de schémas de détecteurs de métaux réalisables par l'amateur.

1° Le phénomène dont vous nous entretenez, observé avec votre amplificateur, est bien connu ; il se manifeste fréquemment avec certains appareils. Les causes peuvent être nombreuses et les remèdes aussi évidemment.
Nous avons développé tout cela dans notre réponse RR-01.02 publiée dans le « Courrier technique » du n° 1738, page 118, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.
2° Articles se rapportant aux détecteurs de métaux. Veuillez consulter nos revues suivantes :
Haut-Parleur *n° 1598 (p. 107) et n° 1656 (p. 179).*
Radio-Plans *n°s 448 (p. 67), 449 (p. 87), 450 (p. 66), 451 (p. 49-54), 454 (p. 65/66).*

RR – 09.04-F : M. Jean-François PONCHON, 31 TOULOUSE, souhaite que nous lui établissions le schéma d'un oscillateur très fiable avec quartz de fréquence 32,768 kHz (employé en horlogerie).

Veuillez prendre connaissance sur la figure RR-09.04 du schéma d'oscillateur quartz 32 kHz que vous avez bien voulu nous demander. Faute de précision de votre part, nous avons utilisé un circuit intégré classique dans cette fonction ; mais on aurait pu employer aussi un ou deux transistors (avec une tension un peu plus élevée).
Le circuit intégré est du type HEF 4069 ou CD 4069 ; il comporte six inverseurs et un seul est utilisé.

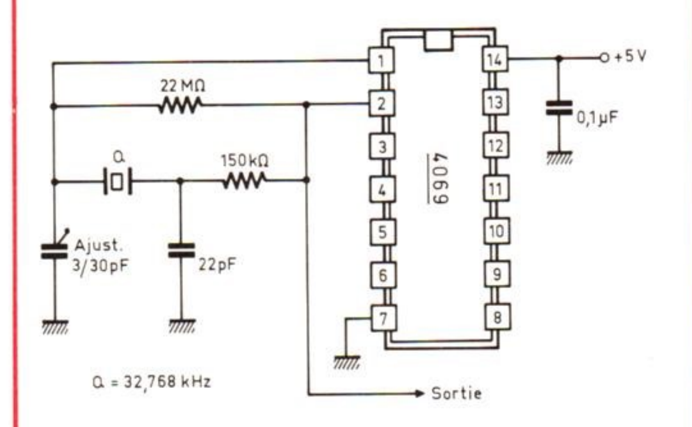


Fig. RR – 09.04

RR – 09.06 : M. Pierre FERREOL, 61 FLERS :
1° nous demande des renseignements concernant les circuits intégrés TMS 3503, TMS 1965 et TMS 1300 ;
2° souhaiterait recevoir des plans très détaillés pour la construction « mécanique » d'une antenne dipôle d'émission pour la bande FM.

1° Les circuits intégrés TMS 3503 et TMS 1965 ne figurent dans aucune de nos documentations.
D'après l'immatriculation, il doit certainement s'agir de produits de Texas Instruments, et nous vous suggérons de vous renseigner directement auprès de cette firme en écrivant à :
Texas Instruments France
B.P. 5
06270 Villeneuve-Loubet

Quant au type TMS 1300, vous pourriez vous reporter à notre revue Radio-Plans *n° 403, page 30.*
Il s'agit d'un circuit intégré de la famille TSM 1000 (voir Haut-Parleur *n° 1 725, page 86), mais avec 2 Ko de ROM et 128 × 4 bits de RAM.*
2° Nous sommes désolés, mais nous ne possédons aucun document correspondant à votre demande.
Certes, un dipôle pour la bande 88-108 MHz (fréquence moyenne de 98 MHz) mesure (toutes corrections faites) 1,45 mètre – soit deux brins de 0,725 m chacun dans le prolongement l'un de l'autre. On peut également les calculer très exactement pour la fréquence d'émission, et non pour la fréquence moyenne, milieu de bande. Mais nous ne disposons d'aucun document ou plan de construction spécifique.

RR – 09.07 : M. Frédéric VERDIER, 42 SAINT-ETIENNE :
1° souhaite prendre connaissance de schémas de stroboscope automobile pour déphasage (?) ;
2° nous demande quels composants utiliser pour effectuer un redressement de 48 V sous 200 A ;
3° désire des renseignements complémentaires concernant le réducteur de bruit publié dans notre n° 1730, page 127.

1° Nous ne voyons pas très bien ce que vous appelez stroboscope pour ***déphasage.***
Peut-être s'agit-il de ce que les garagistes dénomment « contrôleur d'angle de came » ou encore « dwellmètre » ?
Dans ce cas, nous vous suggérons de vous reporter à nos revues suivantes :
Haut-Parleur *n° 1631 (p. 165).*
Radio-Plans *n° 336 (p. 77) et n° 346 (p. 35).*
2° Pour un redressement de 48 V sous 200 A, il vous suffit de réaliser ***un pont*** *classique avec* ***quatre diodes*** *du type BYX 32-600 (R) de chez R.T.C.*
Compte tenu de l'intensité demandée, acquérir en même temps les radiateurs adéquats.
3° Concernant le réducteur de bruit proposé dans notre n° 1730, page 127, nous n'avons en effet pas publié la liste des composants nécessaires.
Mais il n'est rien de plus facile pour vous que de l'établir... Il vous suffit de vous reporter à la figure 1, page 128, où tous les composants sont représentés avec leurs valeurs ou immatriculations spécifiées, et vous faites vous-même aisément cette liste.
Ajoutons tout de même ceci :
– le circuit intégré CI_1 du haut est un LM 387 ;
– le circuit intégré CI_2 est un LM 13600 ou un XR 13600 ;
– les transistors T_1, T_2 et T_3 sont des BC 108 B ou C, BC 109 B ou C, BC 547 B ou BC 560.
– le sommet de la résistance R_{27} (à gauche) est à connecter au + 12 V.

RR – 09.08-F : M. Paul FAVERGEON, 01 OYONNAX, possède un ancien radiorécepteur à lampes qu'il voudrait remettre en état. Entre autres choses à revoir, il aimerait remplacer la lampe détectrice 6 H 6 et la valve redresseuse 6 X 5 par des diodes modernes, et nous demande conseil à ce sujet.

Veuillez prendre connaissance sur la figure RR-09.08 des schémas que vous nous avez demandés.
Pour le 6 H 6, aucun commentaire.
Quant au 6 X 5, il s'agit d'une redresseuse à chauffage indirect ; la haute tension n'apparaît donc qu'au bout d'un certain temps de chauffage. Au contraire, avec des diodes, la haute tension s'établit immédiatement dès la mise sous tension. En conséquence :
a) il faut utiliser des diodes ayant une tension inverse de crête suffisante (environ trois fois la tension efficace appliquée aux anodes), par exemple le type BYW 56 (de chez R.T.C.) ou similaire ;
b) il faut vérifier que les condensateurs électrochimiques de filtrage sont capables de tenir à la tension de démarrage à vide (c'est-à-dire à la pointe de tension qui va exister lors de chaque mise en service avant que les divers circuits de l'appareil consomment normalement).
Sur la figure, les culots sont vus côté ***broches*** *(ou bien les supports sont vus côté* ***soudures*** *du câblage).*

(6H6) 2 x AA119 ou similaires — 3, 4, 5, 8, K, A
(6X5) 2 x BYW56 ou similaires — 3, 5, 8, A, K

Fig. RR – 09.08

RR – 09.09 : M. Gérard MALLET, 56 LORIENT, nous entretient :
1° d'un projet de montage de convertisseur d'alimentation 12 V continus/220 V 50 Hz ;
2° de l'émetteur-récepteur type BC 1000.

1° Le transformateur dont vous nous entretenez ne convient absolument pas pour réaliser un convertisseur 12 V continus → 220 V alternatifs. En effet, si nous avons bien compris vos explications, le bobinage « basse tension » ne comporte qu'un seul enroulement de 24 V ; or, pour faire un convertisseur, il faudrait que cet enroulement ait un ***point milieu*** *(donc enroulement de 2 × 12 V). En conséquence : ou bien il faut débobiner cet enroulement, effectuer une prise médiane et soigneusement le rebobiner, ou bien il vous faut acheter un transformateur adéquat.*
Un montage de convertisseur-onduleur 12 V continus → 220 V 50 Hz 100 à 250 VA a été décrit dans le n° 460 de notre revue Radio-Plans *(page 77) à laquelle nous vous demandons de vous reporter.*
2° Nous sommes désolés, mais l'émetteur-récepteur BC 1000 date de la guerre 39-45 et nous ne possédons plus aucune documentation se rapportant à cet appareil... qui est maintenant périmé, désuet, sans valeur ni intérêt.
On ne trouve plus aucun accessoire le concernant et il est absolument hors de question de vouloir le faire fonctionner dans la bande 144 MHz.

RR – 09.10 : M. Maurice DELORME, 25 BESANÇON :
1° nous entretient d'un projet d'installation d'aquarium ;
2° souhaite moderniser si possible un ancien téléviseur et nous demande conseil à ce sujet.

1° Nous avons décrit deux montages d'éclairage progressif pour aquarium (dont l'un avec distributeur de nourriture) dans les n°s 38 et 59 de notre revue Electronique Pratique.
Par ailleurs, nous relevons la description d'un thermomètre digital de précision dans le n° 63 et celle d'un thermomètre à LED pour aquarium dans le n° 68 de cette même revue.
Un thermostat à affichage digital est décrit dans le n° 88 toujours de la même revue.
Bien entendu, il s'agit de trois appareils totalement différents ; mais rien ne vous empêche de les regrouper dans un même et seul boîtier. C'est uniquement une question de tôlerie, de coffret !
2° Nous sommes obligés de nous répéter, car nous l'avons déjà écrit maintes fois dans cette rubrique : il est impossible d'envisager la modification des anciens téléviseurs pour les amener aux normes nouvelles. Avec les appareils conçus sur cartes à circuits imprimés, toute tentative de transformation pratique se termine par la destruction de tout ou partie de l'appareil concerné !
Voyez aussi notre article dans le n° 1728, pages 144 à 146.

RR – 09.11 : M. Christophe PEYRON, 72 LE MANS :
1° se plaint de l'instabilité d'un oscillateur à quartz ;
2° désire connaître les caractéristiques des triacs TIC 22, 226 et 236.

1° Un oscillateur à quartz est pourtant réputé pour générer une fréquence ***stable*** *en toute indépendance de la tension d'alimentation. Bien entendu, au-dessous d'une certaine valeur de cette tension, il décroche brutalement (voyez le cas de toute l'horlogerie à quartz classique) ; mais la fréquence ne va pas en ralentissant !*
Nous sommes donc amenés à penser que votre quartz ne doit pas être d'une qualité remarquable !

Avec les trois éléments au cadmium-nickel, vous alimentez l'oscillateur sous 3,6 V. En conséquence, pour éviter la variation de fréquence lorsque cet oscillateur est alimenté sous 5 V, nous vous suggérons de prévoir pour ce dernier mode d'alimentation une diode Zener type BZX 55-C3V6 ou BZX 79-C3V6 qui limiterait donc à 3,6 V également la tension appliquée audit oscillateur. Autre solution : procurez-vous un quartz de bonne qualité et de parfaite stabilité !

2° Caractéristiques **maximales** des triacs suivants :

TIC 22 : 200 V 6 A ; gâchette 3 V 50 mA.

TIC 226 : 400 V 8 A ; gâchette 2,5 V 50 mA.

TIC 236 : 400 V 12 A ; gâchette 2,5 V 50 mA.

RR – 09.12-F : M. Hubert GARNIER, 58 NEVERS, désire :
1° connaître les caractéristiques essentielles et le brochage du circuit intégré type HEF 4042 B ;
2° prendre connaissance de quelques schémas de clôtures électriques.

*1° **HEF 4042 B :** Quadruple verrou D 4 bits comprenant 4 entrées de données (D_0 à D_3), 4 sorties de verrou bufférisées (O_0 à O_3), 4 sorties de verrou complémentaires bufférisées ($\overline{O_0}$ à $\overline{O_3}$) et 2 entrées de validation communes (E_0 à E_1). V_{DD} = + 5 V (15 V max.).*
Brochage : voir figure RR-09.12.
2° Un montage de clôture électrique à conception électronique a été décrit dans le Haut-Parleur *n° 1698 (p. 166).*
Un autre montage a fait l'objet d'une description dans notre revue Electronique Pratique *n° 83.*

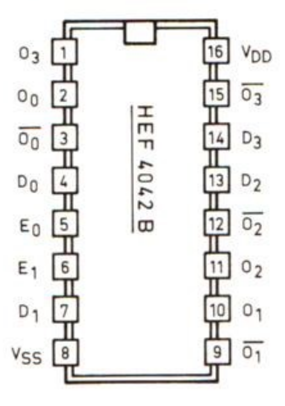


Fig. RR – 09.12

RR – 09.13 : M. Patrice CROZET, 75017 PARIS, nous demande :
1° les correspondances des transistors japonais C 945 et A 769 ;
2° s'il est possible de monter l'affichage numérique de l'alimentation du n° 94 d'*Electronique Pratique* à la sortie d'un chargeur ou d'un autre type d'alimentation.

1° Correspondances européennes des transistors japonais cités dans votre demande :

***C 945 :** BC 107, BC 171, BC 183, BC 207, BC 237, BC 382, BC 547, BC 582.*

***A 769 :** BD 242 B, BD 244 B, BD 580, BD 590.*

2° La partie « affichage numérique » de l'alimentation décrite dans Electronique Pratique *n° 94 peut parfaitement être employée en sortie d'un chargeur d'accus ou d'un autre montage d'alimentation.*

RR – 09.14 : M. Guy BOUDAREL, 10 TROYES, nous entretient de la fatigue visuelle à la télévision et notamment des « rayonnements » issus de l'écran.

*Le regard prolongé de la télévision peut entraîner une **fatigue visuelle** notamment pour les personnes atteintes d'un glaucome, ou d'un début de glaucome, ou d'une pression oculaire anormalement élevée ; c'est tout ! Mais cela n'est pas dû à une quelconque radiation.*
*En effet, vous nous parlez d'un rayonnement... Le seul qui existe est un rayonnement X devant l'écran, et très proche de l'écran. Or des mesures et expériences ont été faites en appliquant des « plaques » ou « films » pour radiographie dentaire **tout à fait contre l'écran ;** on s'est alors aperçu que les rayons X émis étaient d'un niveau absolument insignifiant.*
Donc, vous pouvez être rassuré, il n'y a aucun risque dans ce domaine quant à la nocivité de ce rayonnement, surtout en regardant l'écran à une distance normale de quelques mètres... Songez aux personnes qui travaillent à longueur de journée devant l'écran d'un ordinateur !
*Il ne faut surtout pas confondre « rayonnement » avec l'effet **électrostatique** qui sévit au voisinage de l'écran et qui n'a pour résultat que d'attirer les poussières et fumées de tabac dont on se débarrasse facilement avec un quelconque produit pour nettoyer les vitres !*

RR – 09.15 : M. André COSTE, 37 TOURS, nous demande :
1° les correspondances des transistors TIS 43, BFY 90 et BSY 18 ;
2° les caractéristiques essentielles et les correspondances du transistor 2N5372 ;
3° comment réaliser une bobine de choc VHF.

1° Correspondances des transistors suivants :

***TIS 43 :** transistor unijonction ; approximativement 2N2646 ou 2647.*

***BFY 90 :** silicium NPN ; BFR 37, BFT 17, BFW 30, BFW 77, BFX 73, BFX 89, 2N918.*

***BSY 18 :** Silicium NPN ; BSS 10 ou 12, BSV 59, BSX 19 ou 20, BSX 39, BSX 87, BSX 91, 2N744.*

*2° Quant au 2N5372, il s'agit d'un transistor silicium PNP. Caractéristiques **maximales :** 60 V ; 500 mA ; β = 40 à 120. Correspondances : BC 638, BC 488, BC 527, 2N2906 ou 2907.*

3° On peut facilement réaliser une bobine d'arrêt (improprement appelée « choc ») en bobinant 20 à 30 spires jointives de fil de cuivre émaillé sur un bâtonnet de ferrite de 2,5 à 3 mm de diamètre (rien de critique).

RR – 09.16-F : M. Claude LANDON, 40 DAX, désire connaître les caractéristiques et brochages des thyristors BRY 39 et BR 101.

*Les composants BRY 39 et BR 101 ne sont pas des thyristors, mais des éléments bistables de commutation ou binistors (PNPN planar). Brochage : voir figure RR-09.16. Caractéristiques **maximales :***

BRY 39 :
- *élément PNP : Veb = 70 V ;*
- *élément NPN : h fe > 50 pour Ic = 10 mA et Vce = 2 V ; Ft = 300 MHz ;*
- *élément PNPN : Vcb = 70 V ; Ier = 2,5 A ; Pt = 275 mW ; Vak conduction < 1,2 V ; courant de maintien Ih < 1 mA ; t on = 0,25 µs ; t off < 5 µs.*

***BR 101 :** Mêmes caractéristiques, mais avec Veb et Vcb = 50 V seulement.*

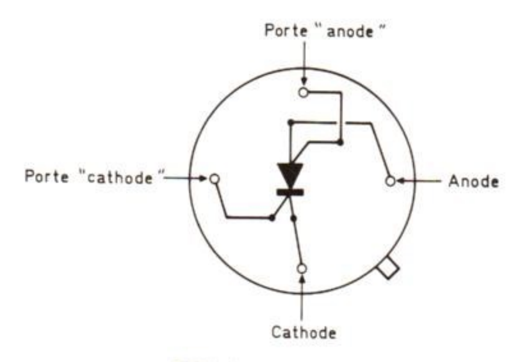


Fig. RR – 09.16

RR – 09.17 : M. Robert DORIEUX, 28 DREUX, désire obtenir :
1° des schémas de réducteurs de bruit pour lecteurs de cassette-audio ;
2° des schémas d'inductancemètres.

1° Un montage réducteur de bruit type Dolby a été décrit dans notre n° 1682, page 110 ; un autre l'a été dans notre n° 1719, page 58. Voyez également nos n°s 1721 (p. 183) et 1730 (p. 127).
Dans votre cas, le réducteur de bruit doit être intercalé à la sortie BF du lecteur de cassette, c'est-à-dire juste avant l'application des signaux à l'amplificateur BF de l'appareil. En l'absence du schéma dudit appareil, il est bien évident que nous ne pouvons rien vous indiquer de plus précis. En outre, pour des raisons de conception des appareils actuels et d'encombrement, nous craignons fort que vous ne puissiez incorporer ce dispositif auxiliaire ***à l'intérieur !***
2° Un montage d'inductancemètre-capacimètre a été décrit dans nos n°s 1707 (p. 41) et 1708 (p. 99).
Un autre inductancemètre a également été décrit dans le n° 1673.
Enfin, un article sur la mesure des inductances a été publié dans le n° 448, pages 51-52 de notre revue Radio-Plans.

RR – 09.18 : M. Michel FAURE, 14 CAEN, recherche :
1° un schéma d'interphone automobile ou « intercom » entre pilote et navigateur (rallye) ;
2° le titre d'un livre traitement de l'emploi des calculatrices de poche ou de bureau.

1° Nous avons publié deux montages d'interphones correspondant à ce que vous recherchez, l'un dans le n° 1631 (p. 264) du Haut-Parleur, *l'autre dans le n° 419 (p. 43) de* Radio-Plans.
2° Il n'existe pas de livre traitant de l'emploi des calculatrices ou machines à calculer... tout simplement parce que cela dépend de la machine à laquelle vous avez affaire.
En fait, cela peut aller de la calculatrice ultra-simple n'effectuant que les quatre opérations classiques (addition-soustraction-multiplication-division) et dont tout le monde sait se servir sans apprentissage particulier (!)... jusqu'à la calculatrice dite « scientifique » permettant ***absolument tout*** *: racines de tout ordre, puissance de tout exposant (négatif ou positif), inverses, logarithmiques, pourcentages, résolutions d'équations, calculs trigonométriques (sinus, cosinus, tangente), degrés, radians, mises en mémoire, etc., etc.*
Dans ce dernier cas, il est bien évident que l'appareil est livré avec une notice d'emploi bien détaillée (avec exemples) permettant une prise en main relativement rapide. Mais chaque calculatrice plus ou moins complète ou complexe ne peut avoir que sa notice qui lui est propre... et non pas un manuel « passe-partout ».

RR – 09.19 : A nos correspondants, amateurs de collections d'anciens appareils de radio.

Nous connaissons les difficultés rencontrées par les collectionneurs pour la remise en état des vieux appareils de T.S.F., notamment pour remplacer les lampes défectueuses.
Pour ce genre de composants, à plusieurs reprises, nous avons suggéré à nos correspondants de consulter le Comptoir Industriel de l'Electronique et Radio-Valves (C.I.E.L.), avenue Bella-Vista, B.P. 147, 06230 Villefranche-sur-Mer.
Cet établissement nous confirme qu'il a localisé plus de 11 000 types de tubes électroniques et que son stock comprend effectivement environ 4 400 types différents.
Mais ce n'est pas tout... Pour des anciens radiorécepteurs (mais cependant moins vieux !) à transistors, cet établissement nous fait savoir qu'il dispose en stock de plus de 12 000 types de semi-conducteurs (pour un fichier localisé de près de 27 000 types différents).

RR – 10.02 : M. Nicolas MONTEUX, 15 AURILLAC :
1° désire connaître les différentes sortes d'antennes, leur construction, pour poste fixe ou poste mobile, employées par les radioamateurs ;

2° constate que la lecture des tensions sur son multimètre est différente selon l'échelle de mesure utilisée.

1° Cette question nécessiterait un très long développement qui sortirait du cadre de cette rubrique. Les différentes sortes d'antennes, leur construction, leur fonctionnement selon qu'il s'agit d'antennes pour bandes décamétriques ou pour bandes VHF, ou d'antennes pour poste fixe ou poste mobile, tout cela fait l'objet d'un chapitre entier de l'ouvrage L'Emission et la Réception d'Amateur *auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).*
2° Quelle que soit l'échelle de mesure utilisée sur votre multimètre, les lectures des tensions devraient correspondre. S'il n'en est pas ainsi, deux éventualités sont à envisager :
a) défaut d'étalonnage ;
b) résistance interne de l'appareil insuffisante vis-à-vis du circuit mesuré ; il y a alors perturbation du fonctionnement de ce circuit lors des mesures, perturbation dépendant de la résistance interne du multimètre, c'est-à-dire de l'échelle de mesure employée.

RR – 10.03 : M. Rémi LUTZ, 75009 PARIS, nous demande :
1° conseil pour la remise en état d'un téléviseur ;
2° conseil pour l'utilisation d'un circuit intégré régulateur de vitesse sur un magnétophone à cassettes.

1° Concernant la largeur de l'image, il conviendrait tout d'abord de vérifier le bon fonctionnement du circuit se rapportant précisément à cette commande de largeur ; mesure des différentes tensions en divers points de ce circuit, etc. La résistance VDR n'est-elle pas défectueuse ?
Nous supposons, bien entendu, que le type de déflecteur utilisé est bien celui pour lequel le transformateur « en lignes et THT » a été établi.
Par ailleurs, il est absolument évident que le tube cathodique est très affaibli. Une image terne et peu lumineuse qui s'assombrit encore davantage lorsqu'on augmente le contraste ou la luminosité est précisément l'indice d'un tube cathodique défectueux, épuisé.
2° Vous pourriez peut-être, en effet, utiliser un circuit intégré régulateur de vitesse, tel que le TDA 1003, par exemple, relié à certains composants extérieurs indispensables. La tension d'alimentation d'un tel circuit intégré doit se situer entre 9 et 12 V et il délivre une tension stabilisée que l'on peut généralement ajuster (une fois pour toutes) entre 4,5 et 6 V. Mais le courant d'alimentation du moteur ne doit pas excéder 150 mA. D'autre part, pour le câblage convenable d'un tel circuit intégré et de ses composants connexes, il serait souhaitable de pouvoir examiner le schéma complet de l'appareil.

RR – 10.01-F : M. Alain ORCIER, 60 SENLIS, nous demande :
1° les caractéristiques, le brochage et un schéma d'utilisation pour le circuit intégré TAA 300 ;
2° le schéma d'une alimentation 12 V 10 A.

1° Le circuit intégré TAA 300 est un amplificateur BF délivrant une puissance de sortie de l'ordre de 1 W sur une charge de 8 Ω et sous une tension de 9 V. Il doit être muni d'un radiateur à ailettes de refroidissement.
La figure RR-10.01 représente le brochage et un schéma d'utilisation pour ce circuit intégré. La résistance ajustable de 10 kΩ est à régler pour l'obtention d'une intensité de repos de 8 mA pour le courant d'alimentation (en l'absence de tout signal appliqué à l'entrée).
2° Nous vous suggérons de vous reporter à l'alimentation qui a été décrite dans notre numéro 1631 à partir de la page 182 : alimentation 12 V 20 A.
Naturellement, si l'intensité maximale susceptible d'être débitée vous paraît excessive, vous pouvez toujours la réduire simplement en diminuant le nombre des transistors ballasts 2N 3055 S prévus à l'origine (cinq pour 20 A). Pour 10 A, vous prévoyez trois transistors 2N 3055 S.

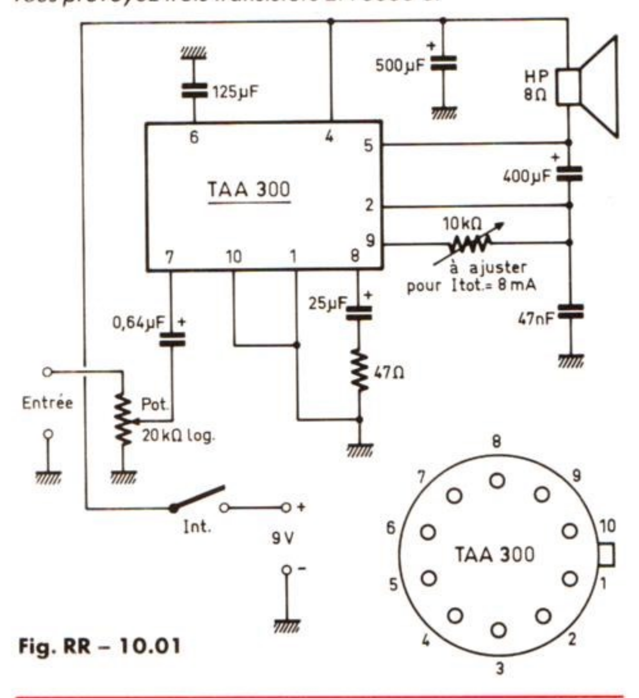


Fig. RR – 10.01

RR – 10.05 : M. Jacques VIALON, 11 NARBONNE, sollicite :
1° une précision concernant le préamplificateur BF décrit dans *Electronique Pratique* n° 1554, page 61 ;
2° des renseignements concernant le montage d'alarme temporisée décrit dans le numéro 1629, page 259.

1° Ce préamplificateur peut effectivement être attaqué, le cas échéant, par une cellule céramique, les circuits intégrés MC 1303 L présentant une impédance d'entrée suffisamment élevée.
Pour cela, sur chacune des entrées, il faut supprimer la résistance R_0 de 47 kΩ. D'autre part, si votre cellule lectrice fournit une tension BF de lecture élevée et qu'il y ait saturation, un dispositif potentiométrique à résistances fixes de fortes valeurs pourra être intercalé dans la liaison, avant le condensateur de 0,22 µF.
2° Dans ce montage d'alarme temporisée, vous pouvez effectivement envisager l'emploi d'un relais en sortie. Pour ce faire, le transistor T_1 sera du type 2N 4036 (R.T.C.) ; son émetteur sera relié au + 12 V et la bobine d'excitation du relais sera intercalée entre collecteur et masse. Une diode de protection genre 1N 914 ou similaire devra être connectée en parallèle sur la bobine du relais (cathode = collecteur ; anode = masse). Le relais sera du type ordinaire pour 12 V avec bobine de 100 à 250 Ω ; ses contacts devront pouvoir supporter l'intensité consommée par le klaxon.
Vous pouvez évidemment également conserver le montage Darlington proposé à l'origine, le relais étant monté en lieu et place de la sirène ; comme précédemment, le relais devra être shunté par une diode de protection.

UNE REALISATION EXCEPTIONNELLE

UN ANALYSEUR DE SPECTRE 0-500 MHz PERFORMANT

L'AS87



5e PARTIE

LE TROISIEME MIXER

1. Etude du schéma
(fig. 1)

Comme nous l'avons vu dans le numéro 1745, page 134, la sortie du tuner CATV se fait sur 58,8 MHz environ. Il faut donc ramener cette fréquence aux 9,216 MHz de notre module de détection LOG/LIN et, bien sûr, du module des filtres de bande passante. Cette mission est assurée par la section que nous allons étudier maintenant.

Le signal de sortie du tuner attaque un filtre de bande L_1/L_2 à couplage en tête. La largeur de bande est réglée à 2 MHz environ, à – 3 dB, par ajustage de la valeur de C_2. Il faut se caler juste au couplage critique. Nous reverrons cela plus loin.

Un FET double porte T_1 amplifie le signal. La sortie s'effectue sur le drain accordé par L_3/C_7 sur la fréquence de travail. La liaison vers le mixer équilibré se fait à basse impédance, à l'aide d'une prise sur L_3. Le condensateur C_9 assure l'isolement galvanique avec le mixer.

Par ailleurs, le reste du montage (T_2 à T_4) a pour mission de fournir le signal HF local permettant d'assurer le changement de fréquence. A l'origine, l'oscillateur T_2, monté en ECO, suivant un montage qui nous est cher ! T_2 est un effet de champ simple, type J310. Il oscille grâce à L_7, sur 50 MHz environ. L'accord exact est déterminé, d'une part par L_7 évidemment, ajustable par noyau, et d'autre part par les condensateurs associés, soit C_{22} fixe et C_{23} en série avec la varicap de glissement de fréquence. Celle-ci est de type BB105. Elle permet d'obtenir un swing de 1 MHz au maximum, lorsque l'analyseur travaille en régime « g » des bandes étroites. Lorsque l'AS87 est commuté en « G », soit en bandes larges, une tension fixe de + 10 V est appliquée sur la varicap de manière à fixer la fréquence de fonctionnement.

L'oscillation locale est prélevée à basse impédance, sur la source de T_2, et envoyée vers le gate d'un deuxième FET, T_3 de type J300. Ce transistor amplifie le signal, mais, pour éviter une courbe de réponse trop « pointue », un amortissement assez sévère est prévu sur L_6, par R_{16}.

Le signal est enfin appliqué sur l'étage final T_4, transistor bipolaire de type 2N2369. Montage classique en émetteur commun. Sortie sur le collecteur par filtre de bande. La bande passante de L_5/L_4 est réglée à 3 MHz environ par la valeur de C_{11}.

La sortie de la chaîne d'oscillation locale est aussi à basse impédance, par prise sur L_4. Finalement les signaux à mélanger respectivement issus de T_1 et de T_4 sont injectés dans le mélangeur double-équilibré, noté « MCL » sur la figure 1.

Voyons rapidement le fonctionnement de ce type de composant. Tout d'abord, rappelons que le principe du changement de fréquence est le mélange de deux fréquences dans un montage à caractéristique non linéaire. Ce peut être un circuit actif, par exemple un transistor dont la polarisation est telle qu'il travaille dans une portion non linéaire de sa courbe d'amplification. Souvent même, on fait agir le transistor (ou l'étage) en interrupteur commandé par l'un des deux signaux, généralement celui de l'oscillateur local dont l'amplitude peut être aussi grande que nécessaire. L'élément non linéaire peut se réduire à une diode que l'oscillateur local peut bloquer ou faire conduire. C'est précisément ce qui se passe dans les mixers équilibrés passifs.

Voyons d'abord le fonctionnement du mixer simple-équilibré, plus facile à exposer (fig. 2). Nous désirons « changer la fréquence » du signal RF. Pour cela, nous injectons en LO le signal d'oscillation locale, de niveau assez élevé pour faire conduire les diodes D_1 et D_2. Ces diodes sont alimentées par le double secondaire de T. On remarquera

Fig. 1 Schéma du troisième changeur.

que, compte tenu du sens de branchement, D_1 et D_2 sont simultanément conductrices ou bloquées, selon l'alternance de LO. Elles fonctionnent donc en interrupteur et permettent ou non le passage du signal RF vers la sortie FI. Mais le signal RF est « haché » par LO et cela fait apparaître par « effet stroboscopique », une composante à la différence des fréquences : RF – LO, dans la charge de la sortie FI. Ainsi, avec LO = 50 MHz et RF = 60 MHz, on trouvera du 60 – 50 = 10 MHz sur FI.

Il est important que les divers signaux n'interfèrent pas entre eux. Chacun devant être immunisé à l'égard des autres. Ainsi, il ne faut pas que LO atteigne l'entrée RF et inversement. Dans FI, on ne devrait pas trouver ni de RF, ni de LO. Cela n'est pas facile à obtenir. Pourtant, dans le montage de la figure 2, quand D_1 et D_2 conduisent, les courants générés par LO ayant les sens des flèches, on peut remarquer qu'ils s'annulent à la fois dans RF et dans FI. D'où une excellente isolation de LO vers RF et FI, du moins si l'on admet que le montage est pratiquement parfait sur le plan de la symétrie !

Lorsque D_1 et D_2 conduisent, les courants i_{rf} et i'_{rf} circulent. Ils s'additionnent dans FI. On retrouve donc RF dans FI. L'isolation n'est pas très bonne de RF à FI. Par contre, les sens de ces courants sont tels que, dans les demi-secondaires de T, ils induisent des champs opposés et de ce fait aucune tension parasite en LO. Bonne isolation de RF vers LO.

Pour supprimer le point noir de l'isolation de RF vers FI, on a développé la technologie du mixer double-équilibré. (fig. 3).

On remarquera la symétrie générale du montage qui permet de retrouver tous les avantages du mixer précé-

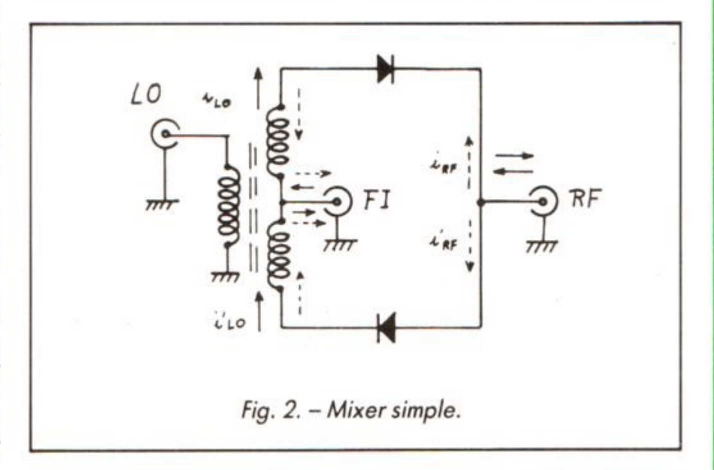


Fig. 2. – Mixer simple.

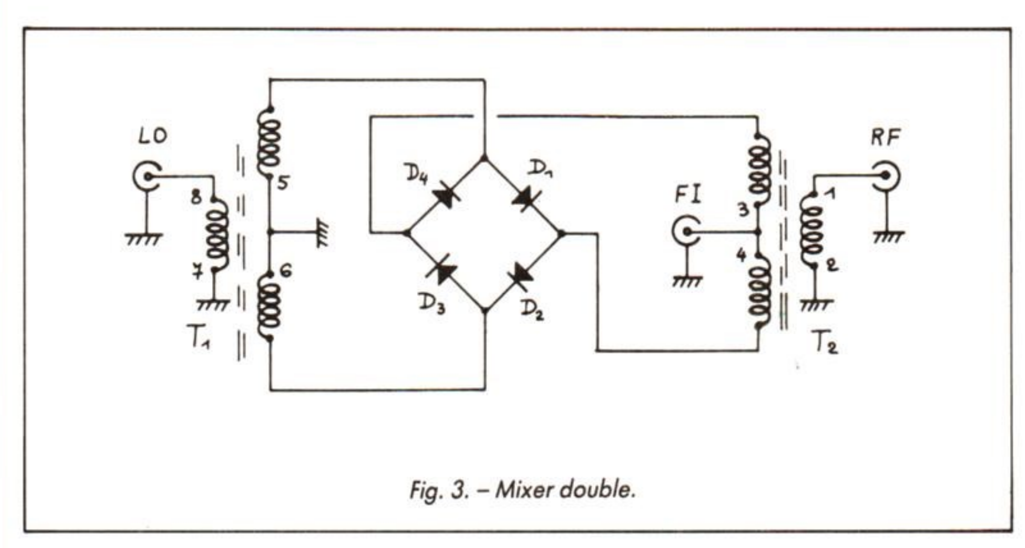


Fig. 3. – Mixer double.

dent mais qui élimine la composante RF dans FI, à cause du double secondaire de T_2 :
Les points A et B, par symétrie, sont toujours au même potentiel LO, donc ddp LO entre A et B et, par conséquent, pas trace de LO sur T_2, donc sur RF.
De la même manière, C et D sont toujours au même potentiel RF. Pas de ddp RF entre C et D, donc pas de RF sur T_1, soit en LO.
Enfin les courants RF qui traversent la charge FI sont de sens contraires en fonction de l'état de conduction des diodes, ce qui tend à annuler la composante RF dans FI.

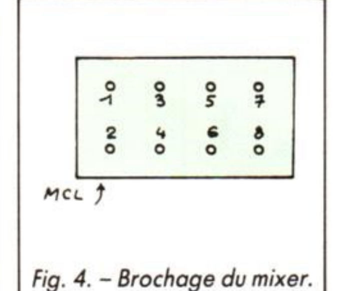


Fig. 4. – Brochage du mixer.

En définitive, avec les mixers double-équilibrés, l'isolation entre les trois signaux est dans tous les cas supérieure à 40 dB. La perte de conversion est inférieure à 6 dB. La figure 4 donne le brochage typique des mixers du commerce. Se reporter à la figure 3 pour la correspondance. Notons qu'en cas de doute, il est possible de retrouver la disposition en se servant de l'ohmmètre. En effet, entre certains points on a une diode, et deux entre certains autres. On distingue bien la différence en choisissant la gamme basse de cet appareil.

En général l'inscription « MCL » se situe au-dessus du picot 2.

3. Jeu de bobines L_1 à L_7

Les 7 bobines sont réalisées sur matériel NEOSID 10 × 10, de référence 10T1. Le jeu de pièces comprend :

- le mandrin Ks 313 b ;
- le noyau Fk3 × 0,5B × 8 en F40 ;
- le blindage en cuivre étamé B10 ;
- une pièce d'isolement Ir10.

Le fil utilisé pour les enroulements est du 30/100, deux couches soie. La réalisation est relativement aisée et peut être menée à bien par tout un chacun, à condition de se monter une bobineuse rudimentaire, pouvant se réduire à une tige filetée servant d'axe de manivelle. Les mandrins étant directement vissés sur cette tige de 3 mm.
La figure 5 donne la disposition des sorties des différentes bobines. Les nombres de spires sont les suivants :

- L_1, L_2, L_4 : 8 spires avec prise à 1 sp 1/4 du bas ;
- L_3, L_7 : 8 spires avec prise à 2 sp 1/4 du bas ;
- L_5, L_6 : 8 spires sans prise.

Après bobinage, coller à la colle HF ou cellulosique, dénuder les extrémités et souder soigneusement sur les picots correspondants.

LISTE DES COMPOSANTS

1 3N211)T_1)
1 J310 (T_2)
1 J300 (T_3)
1 2N2369 (T_4)
1 BB105 (var)

Résistances 1/4 W

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 10 Ω
R_4 : 10 Ω
R_5 : 47 Ω
R_6 : 100 Ω
R_7 : 100 Ω
R_8 : 15 kΩ
R_9 : 18 kΩ
R_{10} : 100 Ω
R_{11} : 150 kΩ
R_{12} : 100 Ω
R_{13} : 100 kΩ
R_{14} : 82 Ω
R_{15} : 56 kΩ
R_{16} : 2,2 kΩ

1 ajustable 47 kΩ genre T7YA ou P8SY

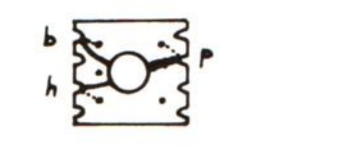
Condensateurs

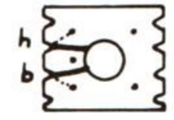
C_1 : 18 pF
C_2 : 1 pF
C_3 : 18 pF
C_4 : 0,1 µF mc
C_5 : 0,1 µF mc
C_6 : 0,1 µF mc
C_7 : 18 pF
C_8 : 0,1 µF mc
C_9 : 2,2 nF
C_{10} : 27 pF
C_{11} : 5,6 pF
C_{12} : 27 pF
C_{13} : 0,1 µF mc
C_{14} : 0,1 µF mc
C_{15} : 10 pF
C_{16} : 27 pF
C_{17} : 0,1 µF mc
C_{18} : 0,1 µF mc
C_{19} : 27 pF
C_{20} : 0,1 µF mc
C_{21} : 18 pF
C_{22} : 22 pF
C_{23} : 8,2 pF
C_{24} : 0,1 µF mc

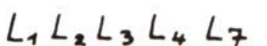
N.B. : Tous condensateurs au pas de 5,08 ; mc = multicouches.

Divers

1 cinch de châssis
1 cinch correspondante métallique pour câble
4 filtres EO16 ERIE
2 cosses de masse pour ces filtres
1 traversée isolante
1 subclic de châssis
1 subclic correspondante pour câble
1 jeu de bobines HF 10 × 10 spéciales
1 circuit imprimé
1 boîtier fer blanc 5/10







L5 L6

Fig. 5. – Disposition des sorties $L_1 ... L_7$.
b = bas (début) - h = haut (fin) - p = prise.

Pour ceux qui refusent systématiquement le risque du « self-bobinage », l'auteur peut fournir le jeu de 7 bobines prêtes à la pose. Envoyer une demande de conditions, avec enveloppe timbrée, adressée pour la réponse. En même temps, demander les trois bobines spéciales du module des filtres, étudié plus loin, dans ces pages. (Soit 10 bobines en tout !)

4. Le circuit imprimé
(fig. 6 et 7)

Il s'agit d'un circuit double face, à plan de masse. Attention, la figure 7 est un négatif du film à utiliser pour le tirage aux UV. L'auteur fournit les deux films positifs sur demande. A la rigueur, il est possible de détourer le plan de masse, non isolé, à la mèche à métaux, mais cela fait tout de

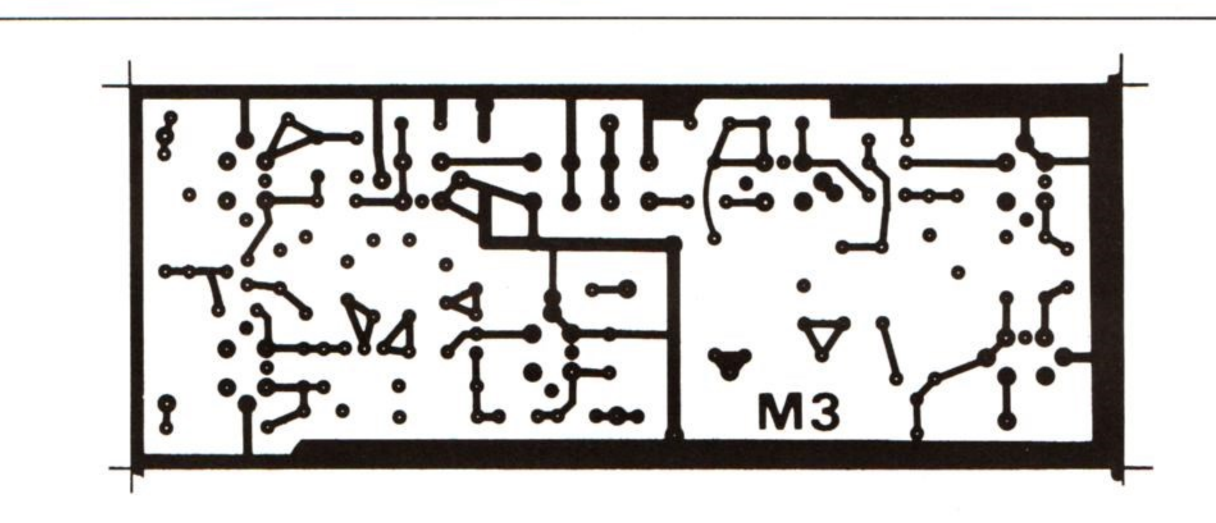


Fig. 6. – Circuit imprimé du 3e changeur (verso).

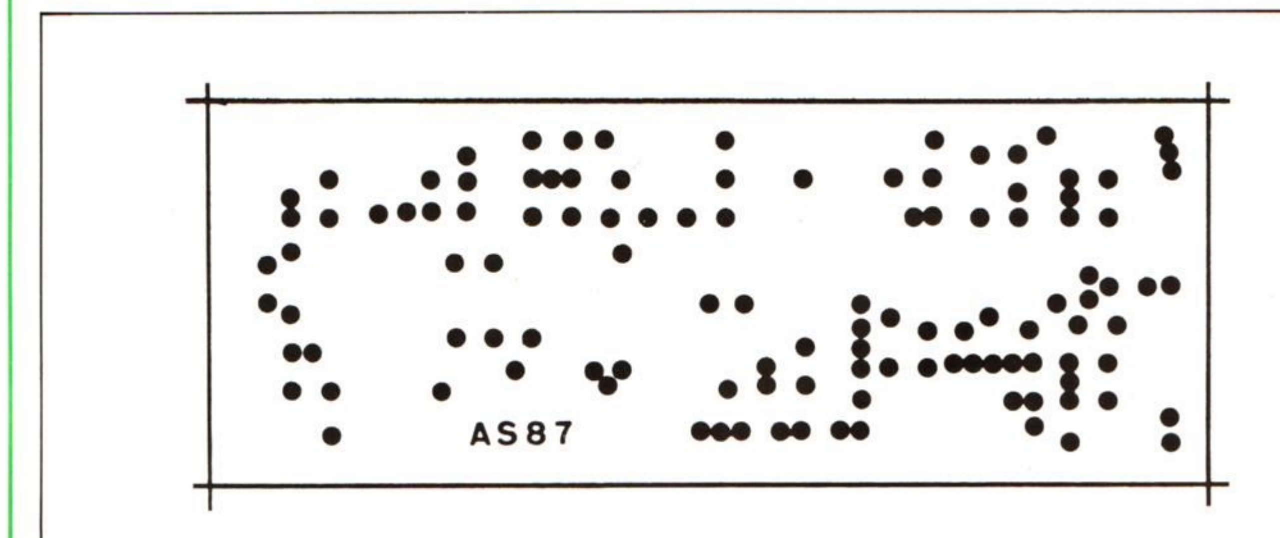


Fig. 7. – Circuit imprimé du 3e changeur (recto).

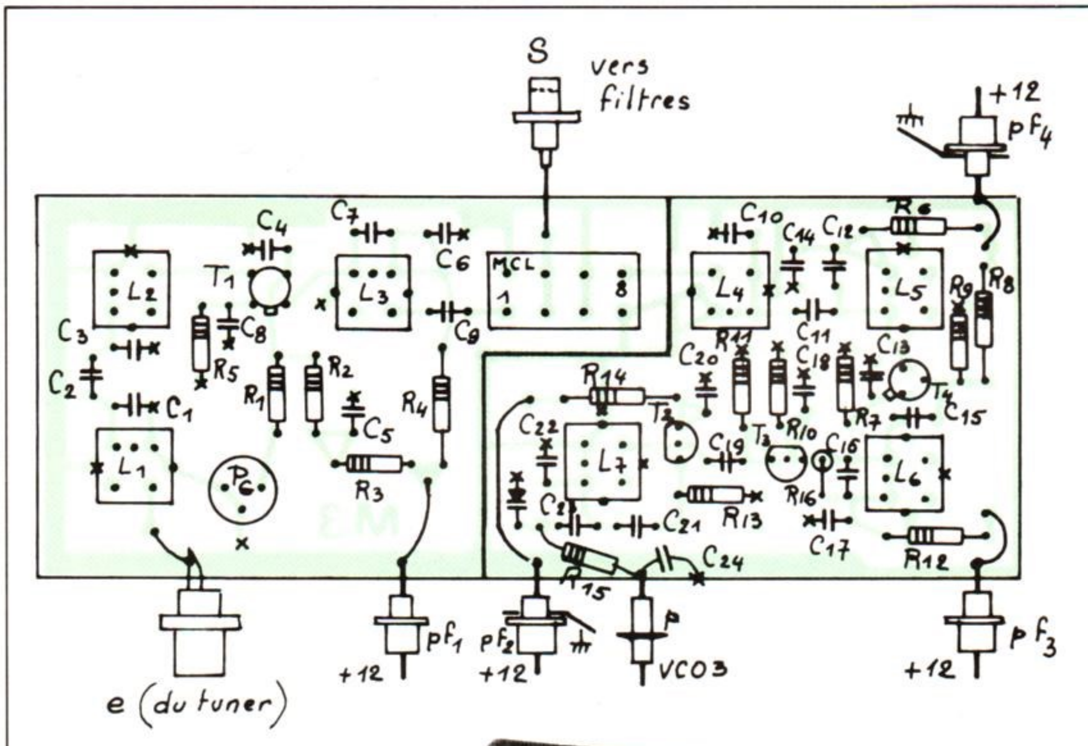
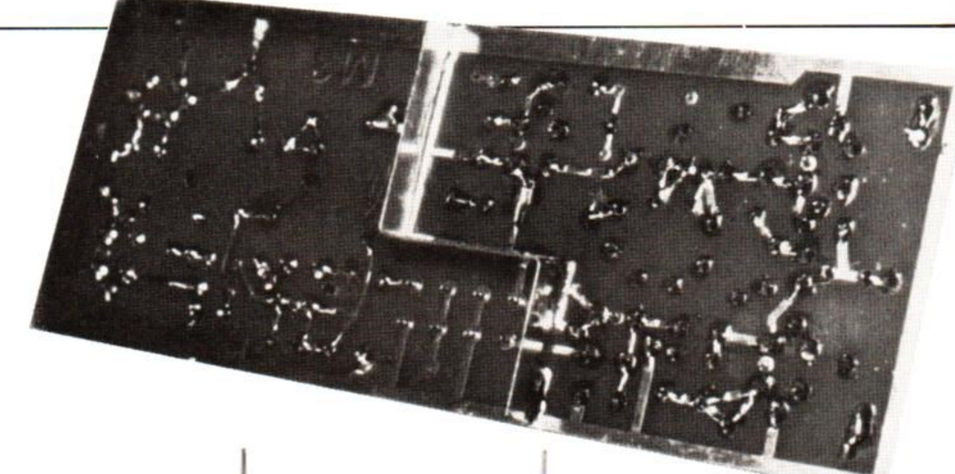
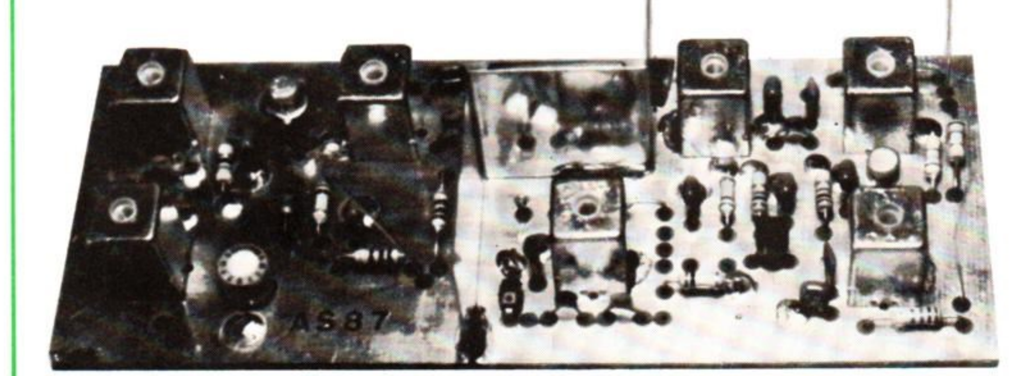


Fig. 8
Implantation
des composants
du 3e changeur.

même moins sérieux. Par contre l'insolation double face demande une bonne juxtaposition des films. Bien sûr, les circuits imprimés sont disponibles chez ELECTRONIQUE-DIFFUSION. Ces circuits seront fournis non percés, *à notre demande*, pour deux raisons :





Verso de la platine du troisième mixer. Remarquer surtout la cloison soudée séparant les deux sections.

La platine du troisième mixer, vue côté composants. Remarquer la cloison séparant les deux parties RF et LO.

– réduction substantielle du prix de revient ;

– l'amateur perçant ses trous lui-même pourra le faire avec toute la précision nécessaire, ce qui n'est pas toujours le cas chez un artisan pour qui le facteur « temps » est primordial. De cette manière, si vos trous sont déportés, vous saurez à qui vous en prendre !...

Percer tous les trous à 8/10 et agrandir ensuite si nécessaire en fonction des composants.

Rappelons que l'étamage des deux faces est quasi indispensable pour une bonne tenue dans le temps.

5. Boîtier

Technique de fabrication exposée dans le précédent numéro. Nous n'y revenons pas !

Les dimensions sont celles du CI, avec une hauteur constante de 35 mm.

La figure 8 permet de déterminer l'emplacement des perçages à effectuer. Attention, une cloison sépare les parties RF et LO. Cette cloison réalisée en fer-blanc existe, partie dessus et partie dessous. Voir photos.

Ces cloisons sont soudées sur le CI, tous composants en place, mais avant la mise en boîte.

6. Pose des composants
(fig. 8)

Rien de spécial à signaler.

Commencer par poser les 7 bobines HF. Chaque boîtier soudé au plan de masse par un point choisi du côté le plus accessible. Utiliser un fer à souder de taille suffisante et bien chaud. La soudure doit être rapide.

Poser ensuite tous les composants ayant au moins un fil soudé au recto, sur le plan de masse (noté x sur la figure !). Attention, la plupart de ces fils sont aussi soudés au verso.



Vue du troisième mixer, juste avant la mise en boîtier. Voir les pièces de passage installées sur ce dernier.

Terminer par les autres composants et, tout en dernier, les transistors et diodes.
NE PAS SOUDER maintenant : le mixer MCL, C_{15} et C_{19}.
Mettre les cloisons en place. Vérifier très soigneusement. Poncer les soudures et nettoyer à l'acétone. Mettre en place dans le boîtier, par quelques soudures solides.
Fixer les pièces de liaison : passages et prises coaxiales. Relier au CI. A noter que la résistance R_{15} est soudée entre la pièce de passage isolante et le CI, alors que C_{24} l'est entre cette même pièce et la paroi du boîtier. Les cosses de masse permettent l'arrivée du fil correspondant de l'alimentation.

7. Mise en service

Relier provisoirement la sortie S au point 1/mixer du CI. Alimenter uniquement la partie RF du module, par pf_1. Connecter un vobulateur en e et observer le signal détecté par la sonde du vobu en S.
Régler L_1, L_2, L_3 pour avoir une bande passante de 2 MHz environ, à la fréquence de 58,8 MHz. A noter la grande importance de C_2, dont la valeur détermine le taux de couplage.

Ici, il faut se régler au couplage critique, c'est-à-dire juste avant l'apparition de la courbe à deux bosses, caractéristique du surcouplage. La solution que nous avons adoptée : un condensateur fixe de 1 pF au recto et au verso un ajustable « queue de cochon », c'est-à-dire réalisé avec des petits fils isolés, torsadés l'un sur l'autre, jusqu'à obtenir la valeur idéale qui semble être de 1,2 pF environ. Déplacer S de 1 à 8 /mixer. Alimenter T_4 par pf_4.

Attaquer la base de T_4 à travers 100 pF par le vobulateur calé sur 50 MHz. Régler L_4/L_5 sur 49,7 MHz, avec une largeur de bande de 3 à 4 MHz.

Ici c'est C_{11} qui place le filtre en léger surcouplage.

Mettre en place C_{15} de 10 pF. Déplacer l'attaque par 100 pF sur le gate de T_3. Régler L_6 au maximum.

Monter C_{19} et le mixer équilibré. Alimenter l'ensemble du module. Relier l'entrée VCO_3 au curseur d'un potentiomètre connecté entre + 24 V et masse. Régler à + 10 V. Coupler un fréquencemètre, par capacités parasites, au voisinage de T_4, et mesurer la fréquence de l'oscillation locale.

Ajuster L_7 pour avoir 49,7 MHz, soit 50 MHz pratiquement. Agir sur le potentiomètre et vérifier que le glissement de fréquence obtenu est un peu supérieur à 1 MHz. Revenir à + 10 V.

Le vobulateur connecté en e, comme au départ, doit redonner la même courbe de réponse qu'alors, à la perte de conversion près, de l'ordre de 6 dB.

Vérifier que, en faisant passer la tension VCO_3 de 0 à + 24 V, la courbe obtenue ne varie pas en amplitude (< 1 dB).

Fermer le boîtier, dessus et dessous, et vérifier la tenue des caractéristiques.

(à suivre)

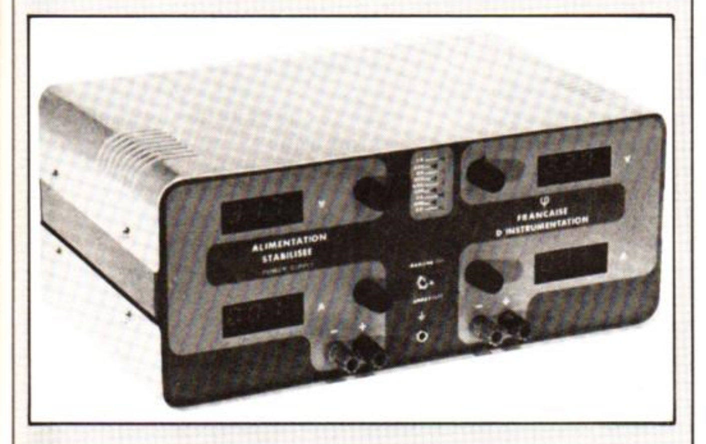
F. THOBOIS



UNE GAMME D'ALIMENTATIONS STABILISEES DE LABORATOIRE AVEC AFFICHAGE NUMERIQUE

Française d'Instrumentation introduit sur le marché une nouvelle gamme d'alimentations basse tension avec affichages numériques de chacun des paramètres réglables : la tension et le courant.

métalliques peints. Elles trouveront leurs applications aussi bien dans les laboratoires d'études et les plates-formes d'essais que dans les contrôles d'entrées en fabrication, et dans les contrôles de fin de



Cette série comprend des alimentations simples (ABT) 0-20 V, 0-30 V, 0-40 V, 0-60 V avec des courants réglables de 0 à 1 A, 2 A, 3 A, 5 A suivant les modèles, et des alimentations doubles (ABTD) 2 × 20 V, 2 × 30 V, 2 × 40 V et 2 × 60 V avec des courants réglables de 0 à 1 A, 2 A ou 3 A.

Un modèle a été particulièrement développé pour l'enseignement, l'ABTD 2 × 0-30 V/0 à 2,5 A avec quatre afficheurs numériques indiquant respectivement le courant et la tension pour chacune des sorties.

Ces alimentations basse tension sont basées sur le principe de la régulation série par ballast et elles possèdent deux modes de fonctionnement : soit en source de tension constante, soit en source à courant constant. Toutes ces alimentations sont de conception robuste : elles sont protégées contre les courts-circuits et présentées en coffrets

chaîne d'ensembles ou sous-ensembles électroniques.

Elles seront également utilisées pour tous les travaux pédagogiques ou pratiques dans l'enseignement technique ou la formation professionnelle.



Française d'Intrumentation : 19, rue Pelloutier, 94500 Champigny-sur-Marne. Tél. : (1) 47.06.30.77.

LA DOMOTIQUE ou l'électronique à votre service

(2e partie – voir n° 1747)

Nous poursuivons aujourd'hui notre présentation du microcontrôleur qui équipera nombre de nos montages avec l'examen du rôle de ses différentes pattes et la présentation d'un schéma de base qu'il ne nous restera plus, ensuite, qu'à habiller.

LES SIGNAUX DE SERVICE

Compte tenu de l'architecture interne de notre microcontrôleur, vue le mois dernier, les signaux présents sur le boîtier peuvent être répartis en deux groupes : les signaux « de service » qui sont indispensables au fonctionnement correct du circuit, et les signaux « utilisateur » qui sont ceux dont vous pouvez disposer tout à loisir pour votre application. Nous allons donc étudier en premier lieu les signaux de service puisque nous les retrouverons, identiques à eux-mêmes ou presque, dans toutes les applications utilisant ce microcontrôleur.

Le 68705 P3, dont le brochage avec l'appellation normalisée des pattes vous est présenté figure 1, dispose de deux bornes d'alimentation utilisées en fonctionnement normal : VSS qui est la patte de masse et VCC qui est à relier à une tension de + 5 V par rapport à la masse ; tension qui doit être aux normes TTL c'est-à-dire tenir dans une plage de ± 5 % par rapport à 5 V. La consommation du circuit varie en fonction des charges de ses sorties et du programme qu'il exécute, mais est généralement de l'ordre de 100 mA.

Une patte d'alimentation supplémentaire, appelée VPP, est utilisée pendant la phase de programmation du circuit. Nous verrons cela plus en détail lors de la présentation du programmateur. Pour l'instant, notez qu'elle doit être reliée à VCC en fonctionnement normal.

Le 68705 P3 étant un microprocesseur, il doit disposer d'une entrée de RESET ou de remise à zéro. Cette remise à zéro doit être faite lors de chaque mise sous tension du boîtier pour lancer l'exécution du programme qu'il contient. Elle peut aussi être faite par action de l'utilisateur pendant le fonctionnement du système pour des raisons diverses.

Comme le montre la figure 2, l'entrée RESET du 68705 P3 a été conçue pour simplifier son utilisation au maximum. En effet le circuit contient en interne une résistance de rappel à VCC et un trigger de Schmitt. Il suffit donc de connecter un simple condensateur (de 1,0 μF pour respecter des contraintes de temps internes) entre RESET et la masse pour générer un RESET automatique à chaque mise sous tension du fait de la charge de ce condensateur au travers de la résistance interne. Le RESET manuel s'obtient tout simplement en câblant un poussoir en parallèle sur ce condensateur. Un appui sur le bouton décharge le condensateur et génère un RESET le temps qu'il se recharge.

Tout microprocesseur qui se respecte utilise une horloge pour cadencer son fonctionnement interne et le 68705 P3 ne fait pas exception à la règle mais, comme pour le RESET, le fabricant a simplifié les choses au maximum. Deux pattes sont prévues sur le boîtier pour piloter l'oscillateur d'horloge interne : XTAL et EXTAL. Ces pattes peuvent être utilisées de quatre manières différentes, comme le montre la figure 3, selon la précision désirée.

Si une grande précision est nécessaire (parce que votre programme va avoir à tenir compte du temps ou de

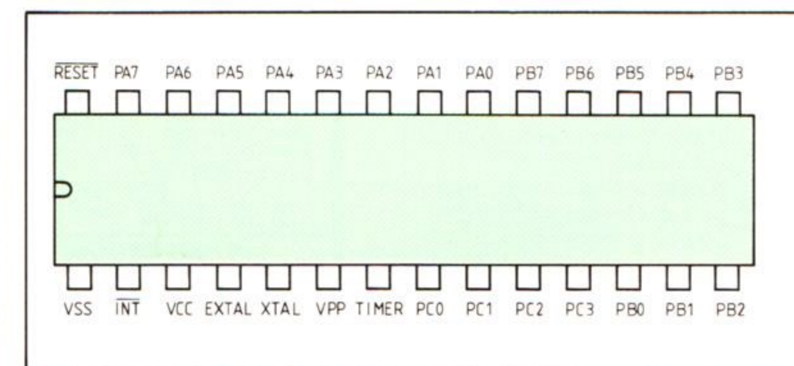


Fig. 1 Brochage du 68705 P3 et appellation normalisée de ses pattes.

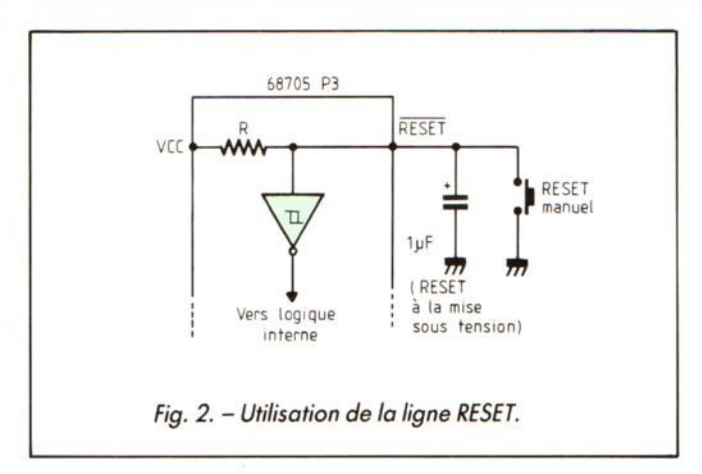


Fig. 2. – Utilisation de la ligne RESET.

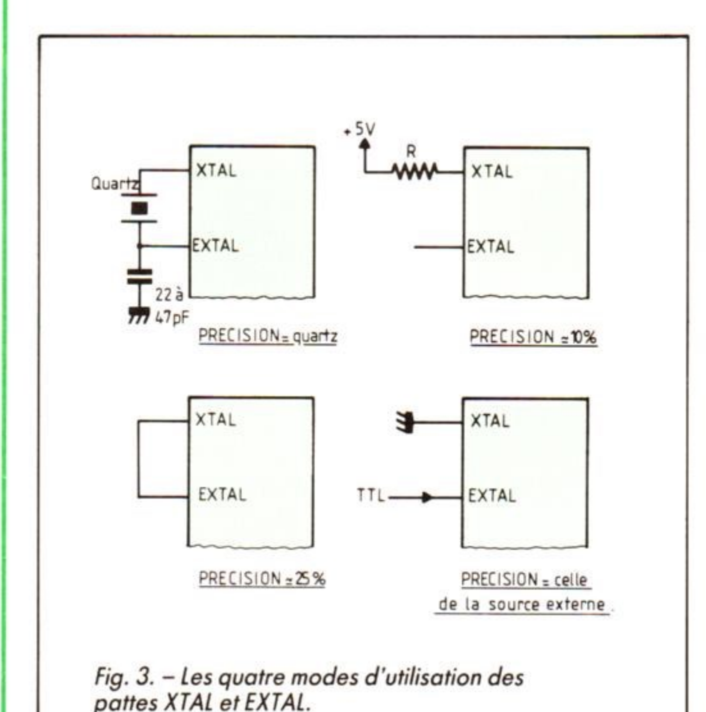


Fig. 3. – Les quatre modes d'utilisation des pattes XTAL et EXTAL.

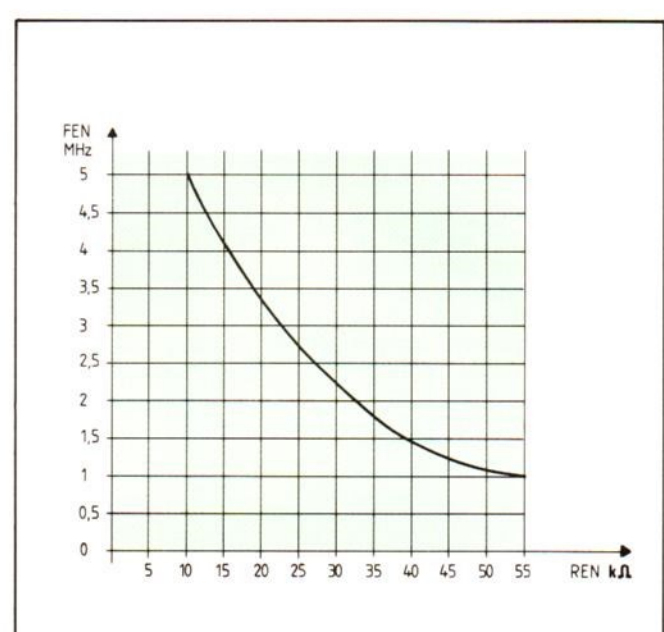


Fig. 4. – Evolution de la fréquence d'horloge en fonction de la valeur de la résistance connectée à XTAL.

l'heure par exemple), un quartz peut être utilisé. Toute fréquence comprise entre 400 kHz et 4,2 MHz peut être employée, la valeur la plus courante étant 4 MHz en raison du faible coût des quartz à cette fréquence. Dans ce cas, l'horloge interne a la stabilité du quartz utilisé.

Si une précision moins importante est nécessaire mais que la fréquence de fonctionnement de l'horloge doit pouvoir être choisie, une simple résistance peut être utilisée, connectée comme indiqué sur la figure 3. La précision en fréquence est alors de l'ordre de 10 % de la valeur nominale indiquée par le graphique de la figure 4.

Si la précision vous importe peu et que, de plus, la fréquence de l'horloge n'a pas grande importance, vous pouvez alors utiliser un simple court-circuit entre XTAL et EXTAL. La fréquence d'horloge sera alors de 800 kHz à 25 % près. Cela peut vous sembler assez imprécis mais convient très bien à d'innombrables applications.

Enfin, une dernière utilisation est possible, c'est le pilotage de l'oscillateur interne par un signal rectangulaire externe de fréquence comprise entre 400 kHz et 4,2 MHz. Ce cas de figure est cependant très rare dans les applications mettant en œuvre un 68705 P3.

Les signaux que nous venons de voir sont les seuls et uniques signaux « de service » du 68705 P3, tous les autres sont réservés à l'utilisateur. Un

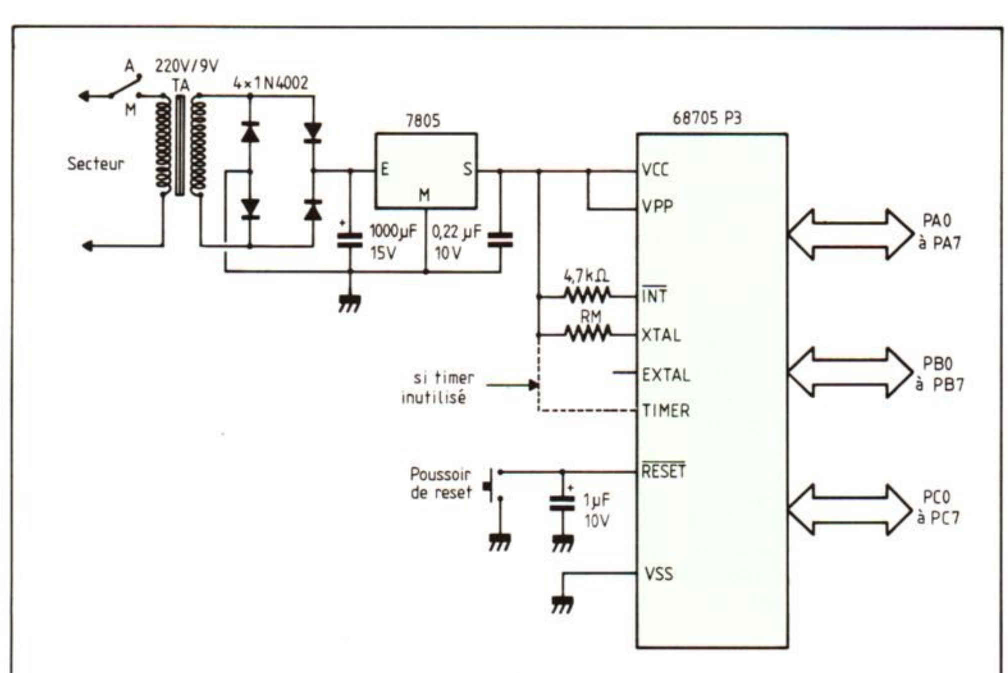


Fig. 5. – Le schéma de base que l'on retrouve dans la majorité des applications à 68705.

schéma de base de mise en œuvre du circuit peut donc être dessiné comme indiqué figure 5. Comme vous pouvez le constater, c'est fort simple et très peu coûteux en composants.

Ce schéma se passe presque de commentaire ; en effet, on y reconnaît une alimentation stabilisée 5 V obtenue à partir du réseau EDF en utilisant un classique régulateur intégré de la famille 7805. L'horloge utilisée est du type à résistance tandis que l'entrée RESET dispose d'un poussoir permettant un RESET manuel outre celui effectué automatiquement à chaque mise sous tension par le condensateur.

LES SIGNAUX « UTILISATEUR »

Si vous examinez le synoptique interne du circuit, présenté le mois dernier, vous constaterez que l'on dispose de 3 ports d'entrées/sorties : deux ports 8 bits A et B et un port 4 bits C. Les lignes correspondantes sont respectivement appelées PA0 à PA7, PB0 à PB7 et PC0 à PC3. Ces lignes peuvent être programmées en entrées ou en sorties indépendamment les unes des autres et à tout instant. Cela signifie que, dans un même montage, une ligne pourra très bien changer de rôle et être alternativement entrée ou sortie au rythme du programme. Cela ne relève pas de la pure fantaisie mais permet, par exemple, de scruter un clavier (lignes en entrées) puis de commander des afficheurs (lignes en sorties) avec les mêmes lignes. L'opérateur humain étant nettement plus lent que le circuit, que ce soit pour la frappe au clavier ou pour la lecture des afficheurs, cela fonctionne très bien.

Lorsqu'elles sont programmées en entrées, les lignes concernées des ports A, B et C sont compatibles TTL ou C-MOS alimentés sous 5 V et peuvent donc être pilotées directement par les sorties de tels circuits comme schématisé figure 6.

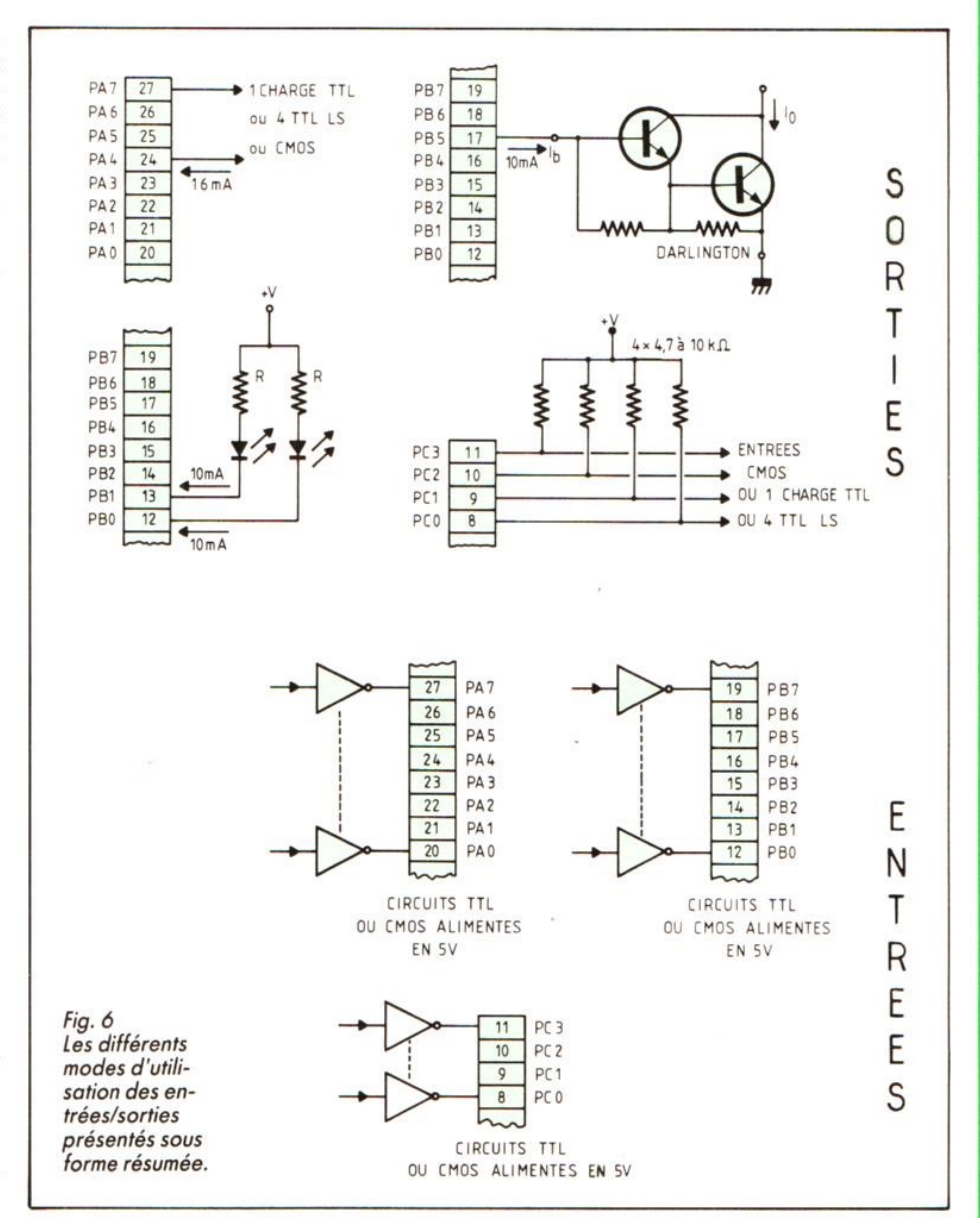


Fig. 6 Les différents modes d'utilisation des entrées/sorties présentés sous forme résumée.

Lorsqu'elles sont programmées en sorties, les lignes correspondantes des ports A, B et C sont aussi compatibles TTL ou C-MOS alimentés en 5 V mais diffèrent un peu, au plan de la puissance disponible, selon les ports.

Les lignes du port A peuvent commander, sans composant externe, autant d'entrées C-MOS que désiré ou une entrée TTL normale ou encore quatre entrées TTL LS, car elles savent fournir ou absorber le courant adéquat.

Les lignes du port C par contre doivent être ramenées au + 5 V par des résistances (4,7 à 10 kΩ par exemple) pour pouvoir commander directement des entrées C-MOS ou TTL.

Les lignes du port B quant à elles peuvent fonctionner comme celles du port A mais peuvent aussi commander directement des LED (ou des segments d'afficheurs à LED bien sûr) car elles peuvent absorber un courant de 10 mA. Elles peuvent également com-

mander directement la base de transistors Darlington et leur fournir un courant de 1 mA sous une tension de 1,4 V (indispensable pour vaincre les deux seuils de base des transistors constituant le darlington).
Tout ceci est rappelé schématiquement figure 6. Nous verrons que cela ne présente pas de difficulté d'utilisation particulière. Il suffit, pour vous en convaincre, de faire un petit retour en arrière et d'examiner à titre d'exemple le schéma de notre serrure programmable décrite en octobre et novembre 1987.
Deux autres lignes aux fonctions plus spécialisées sont également à la disposition de l'utilisateur du 68705 P3 ; ce sont TIMER et $\overline{\text{INT}}$ barre. Comme son nom l'indique, TIMER est une entrée du compteur interne programmable que contient le circuit et peut donc être utilisée pour du comptage de temps ou d'événements, de la mesure de fréquence, etc. Précisons tout de suite que si le compteur interne doit se servir de l'horloge du 68705 pour cadencer certaines opérations, il n'est pas nécessaire de faire un quelconque câblage sur cette patte, le rebouclage est possible à l'intérieur même du circuit.
$\overline{\text{INT}}$ barre quant à elle est une entrée d'interruption. Si vous n'êtes pas habitué aux microprocesseurs, voici en deux mots de quoi il s'agit. En fonctionnement normal, un microprocesseur exécute un programme qui est une suite d'ordres parfaitement définie. Il vient tester l'état de ses entrées en fonction de ces ordres et, donc, il ne peut « découvrir » un événement extérieur qu'à des instants bien précis, figés une fois pour toutes par le programme. Si une « urgence » se produit, il faut donc utiliser un autre moyen pour la signaler au microprocesseur car, si on attend que le programme vienne tester l'entrée correspondante, on risque d'attendre longtemps. C'est le rôle de l'entrée d'interruption. Tout passage au niveau bas de la patte $\overline{\text{INT}}$ barre de notre boîtier est prise en compte immédiatement par le circuit qui arrête l'exécution du programme en cours pour aller traiter en priorité cette interruption (un terme bien choisi n'est-ce pas ?).
Toujours afin de minimiser le nombre de composants externes nécessaires, l'entrée $\overline{\text{INT}}$ barre du 68705 permet deux modes de câblages différents schématisés figure 7. Elle peut être pilotée par un signal logique TTL ou C-MOS, auquel cas elle doit être ramenée au + 5 V par une résistance de 4,7 à 10 kΩ. Mais elle peut aussi être pilotée par un signal alternatif, issu du secteur *via* un transformateur par exemple, ce qui a pour effet de générer une interruption à chaque passage par zéro de la sinusoïde de ce dernier. Il est ainsi possible de synchroniser le 68705 avec les alternances du secteur et de déclencher des triacs ou des thyristors sans générer de parasite (avouez que vous n'y aviez pas pensé !).

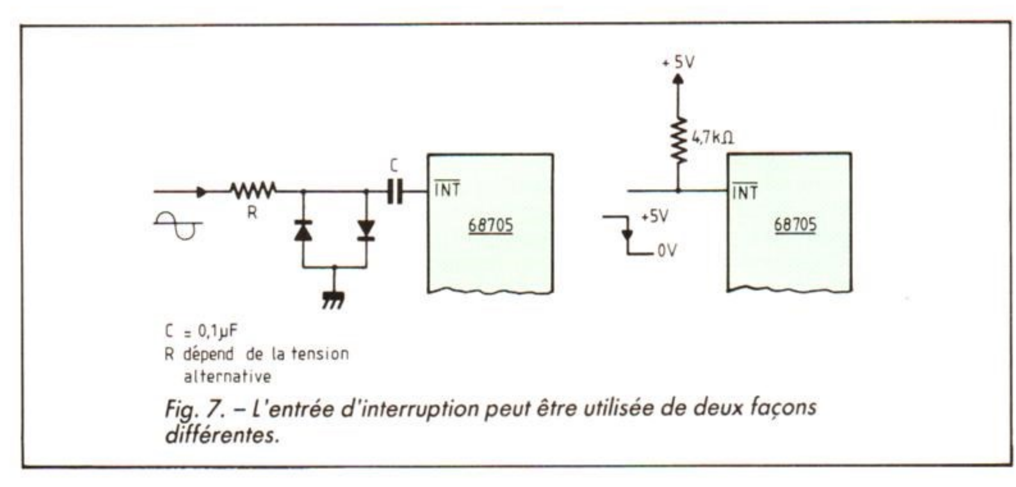
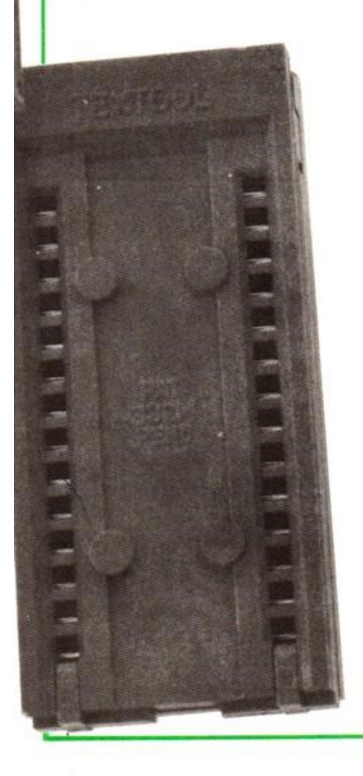


Fig. 7. – L'entrée d'interruption peut être utilisée de deux façons différentes.




Les supports à force d'insertion nulle que nous préconisons.

LA PROGRAMMATION

Cela étant vu, il nous reste à aborder deux sujets importants : la programmation du 68705 et la programmation de 68705. Non, rassurez-vous, ce n'est pas une coquille. Il nous faut en effet étudier comment on écrit des programmes pour faire travailler ce microcontrôleur, ce que nous ne ferons que dans quelque temps car c'est prématuré pour le moment et non indispensable à la réalisation de montages d'applications. Mais il nous faut aussi étudier comment on charge la fameuse mémoire interne du circuit avec le programme ainsi défini. C'est ce que nous allons voir maintenant avec la présentation du schéma du programmateur de 68705.
Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 8, ce schéma est extrêmement simple puisque, outre le support qui reçoit le 68705 à programmer et celui qui reçoit la mémoire qui est reco-

piée dans ce dernier, il suffit d'un compteur C-MOS et de quelques transitors pour parvenir à nos fins. La raison de cette simplicité tient à l'ingéniosité des ingénieurs de Motorola qui ont intégré, dans le 68705 lui-même, le programme de programmation et une partie de la circuiterie nécessaire. Cela étant précisé, analysons ce schéma un peu plus en détail.

Un transformateur à secondaire à point milieu, monté de façon peu conventionnelle, délivre deux tensions de 12 et 24 V qui, après redressement, filtrage et régulation par deux régulateurs intégrés classiques, permettent de disposer de + 5 V et de + 24 V, cette dernière tension étant indispensable en phase de programmation du 68705. Comme elle ne doit être appliquée qu'à des instants bien précis, un montage à transistors, constitué par T_1 et T_2, permet de la commuter sous le contrôle du 68705 lui même *via* sa sortie PB0. L'interrupteur 12 permet d'interdire l'application de cette tension au circuit, quel que soit l'état de PB0.

Le câblage de RESET, XTAL et EXTAL du 68705 est classique et correspond à ce que nous avons vu ci-avant. Remarquez cependant l'usage d'un quartz pour piloter l'horloge ; en effet la programmation de l'UVPROM interne nécessite des impulsions parfaitement calibrées qui ne peuvent être produites avec suffisamment de précision par les horloges à court-circuit ou à résistance. Pour cette même raison la fréquence de ce quartz (1 MHz) doit impérativement être respectée.

La patte TIMER est ici utilisée de façon spéciale car elle est portée à une tension plus élevée que la normale grâce à DZ1. C'est le moyen choisi par Motorola pour indiquer au 68705 qu'on désire le programmer. Le circuit détecte cette tension élevée et active automatiquement son programme de programmation interne.

Le principe de la programmation est relativement simple. Les pattes PB3 et PB4 du 68705 activent un compteur, un 4040 C-MOS dans ce cas, dont les sorties pilotent les lignes d'adresses de la mémoire UVPROM qui doit être recopiée dans le 68705. Les données issues de cette mémoire sont appliquées aux pattes PA0 à PA7 qui sont configurées en entrées.

Afin que l'utilisateur puisse savoir ce qui se passe, les pattes

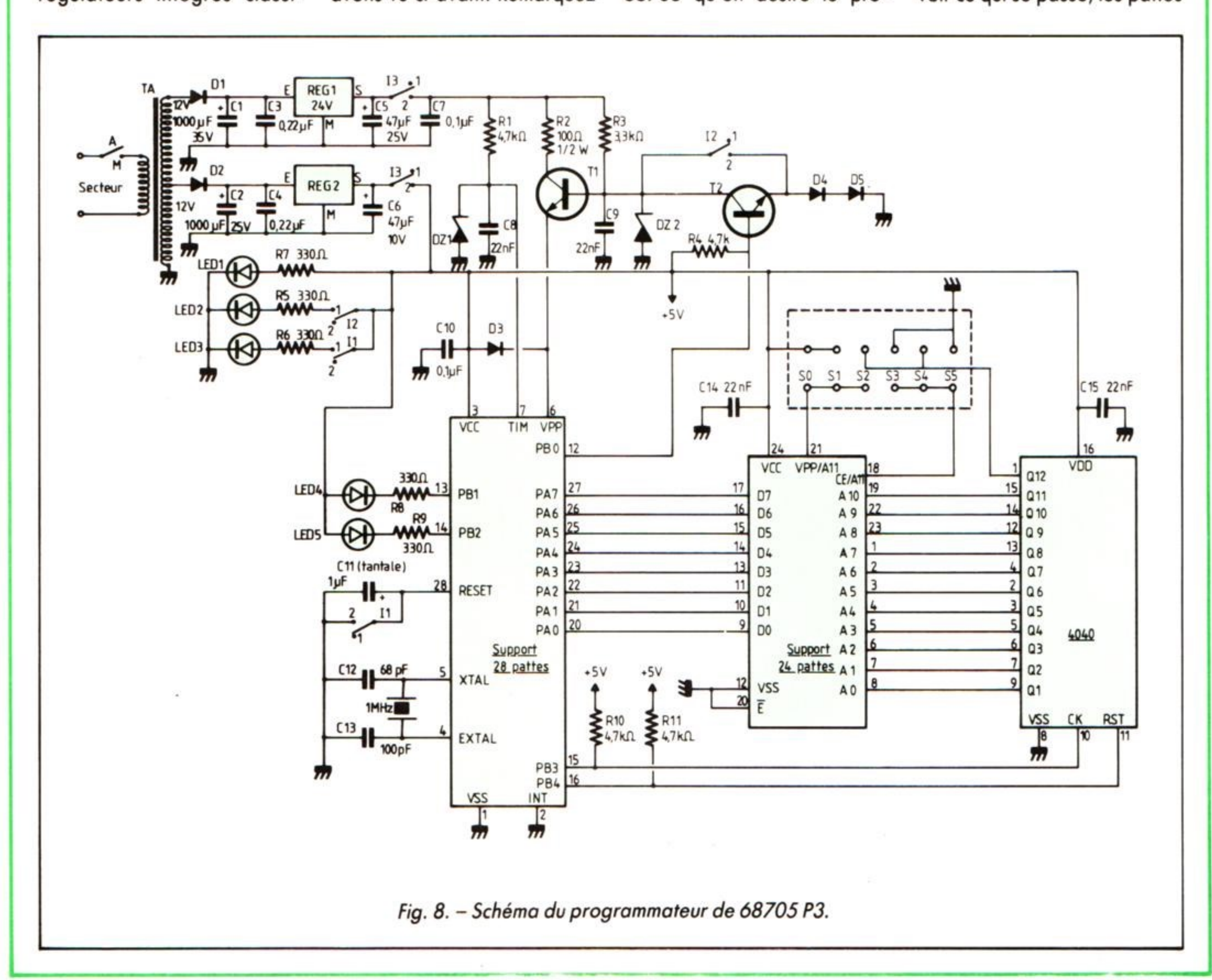
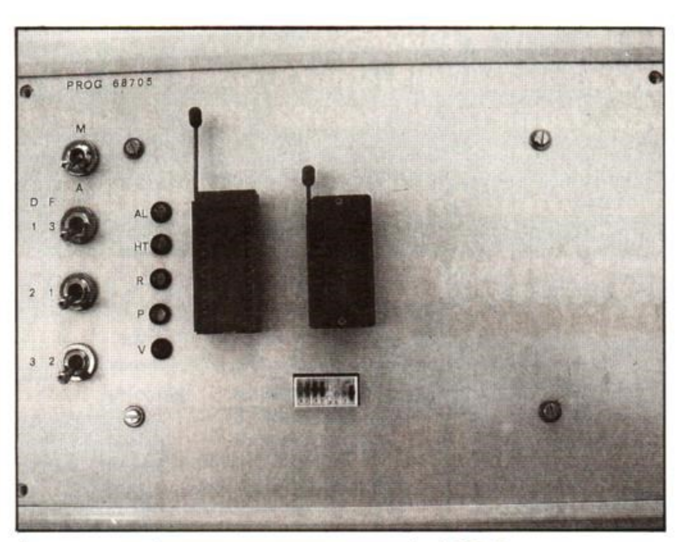


Fig. 8. – Schéma du programmateur de 68705 P3.



La maquette de notre programmateur de 68705.

PB1 et PB2 du circuit sont configurées en sorties et commandent deux LED. L'une d'elles s'allume lorsque la programmation est terminée tandis que l'autre s'allume ensuite lorsque la vérification de la programmation s'est bien passée.
Pour que la programmation se déroule toujours dans les meilleures conditions, les tensions, + 5 V et + 24 V, doivent être appliquées sur le 68705 dans un certain ordre. En outre, pour pouvoir mettre en place ce circuit et la mémoire dans leurs supports ou les en retirer, il faut pouvoir couper le + 5 V à tout instant. Un certain nombre d'interrupteurs, I2 et I3 en particulier, permettent ces opérations dont le résultat est indiqué par les LED 1 et 2. Nous verrons, lors de la présentation du mode d'emploi, qu'il suffit de manœuvrer ces interrupteurs et d'observer les LED pour programmer sans problèmes autant de 68705 que l'on désire. Dernier point de détail à signaler, il faut de 1 à 2 minutes pour programmer complètement un tel circuit avec notre montage.

LES COMPOSANTS

La nomenclature des composants ne pose pas de problème particulier. Les seules pièces « rares » sont les supports à force d'insertion nulle utilisés pour le 68705 (28 pattes) et pour la mémoire à recopier (24 pattes). Choisissez si possible des modèles de la marque Textool ou des équivalents munis d'un levier de manœuvre très pratique d'emploi. Approvisionnez également le nombre de supports 28 et 24 pattes indiqué car ils sont indispensables au montage correct du programmateur comme nous le verrons. Choisissez, bien qu'ils soient un peu plus chers, des supports à contacts tulipe, c'est impératif.
Le boîtier pourra être de n'importe quel type pourvu que le circuit imprimé y rentre. En ce qui nous concerne, nous avons opté pour le type pupitre dont les cotes sont indiquées figure 9.

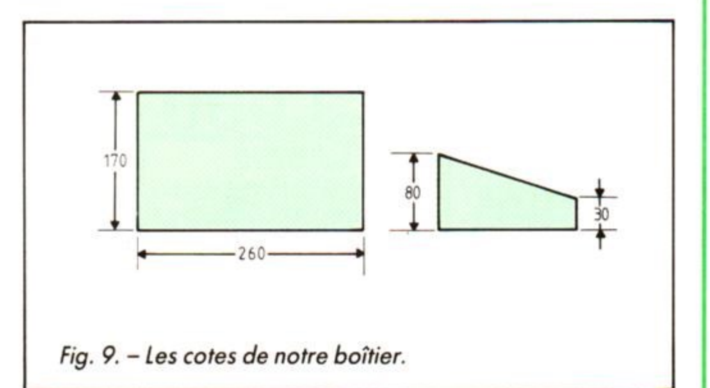


Fig. 9. – Les cotes de notre boîtier.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs
REG1 : MC 7824, μA7824, etc. Régulateur 24 V 1 A boîtier TO220
REG2 : MC 7805, μA7805, etc. Régulateur 5 V 1 A boîtier TO220
D_1, D_2 : 1N4001 à 1N4007
D_3 à D_5 : 1N914 ou 1N4148
DZ_1 : BZY88C12V ou BZX83C12V ou toute Zener 12 V 0,4 W
DZ_2 : BZY88C22V ou BZX83C22V ou toute zener 22 V 0,4 W
T_1, R_2 : 2N1711, 2N2219A, 2N2222A
4040 : 4040 C-MOS, MC14040, CD4040, etc.
LED : 3 rouges, 1 verte, 1 jaune. Type quelconque.

Résistances 1/2 W 5 %
R_1 : 4 700 Ω
R_2 : 100 Ω
R_3 : 3 300 Ω
R_4 : 4 700 Ω
R_5 à R_9 : 330 Ω
R_{10}, R_{11} : 4 700 Ω

Condensateurs
C_1 : 1 000 μF/35 V
C_2 : 1 000 μF/25 V
C_3, C_4 : 0,22 μF polyester ou mylar
C_5 : 47 μF/25 V
C_6 : 47 μF/10 V
C_7 : 0,1 μF céramique ou mylar
C_8, C_9, C_{14}, C_{15} : 22 nF céramique
C_{10} : 0,1 μF céramique ou mylar
C_{11} : 1 μF/10 V tantale
C_{12} : 68 pF céramique
C_{13} : 100 pF céramique

Divers
TA : transformateur 220 V, 2 × 12 V 10 VA.
I_1, I_2, I_3 : interrupteurs 2 circuits 2 positions.
Supports : 1 × 16 pattes, 2 × 24 pattes, 2 × 28 pattes.
Supports à force d'insertion nulle : 1 × 24 pattes, 1 × 28 pattes
Quartz : 1 × 1 MHz.

A SUIVRE

Nous verrons, le mois prochain, les détails de la réalisation pratique de ce montage ainsi que son mode d'emploi détaillé. Nous pourrons ensuite passer à nos premières applications à base de 68705 non sans avoir parlé un peu de logiciel au préalable.

C. TAVERNIER

SECONDES - MINUTES - HEURES - JOURS DU MOIS JOURS DE LA SEMAINE-FREQUENCES ULTRA PRECISES

HORLOGE-ETALON FRANCE INTER

2e PARTIE voir no 1747

L'antenne

Le plus simple, c'est d'utiliser un bâtonnet de ferrite qu'on récupère, avec son enroulement « grandes ondes » et son condensateur variable, d'un récepteur à transistors par ailleurs hors d'usage. Grâce à l'écouteur, on peut entendre la modulation d'amplitude de la station sur laquelle on est accordé, pour l'identifier. Cet écouteur fonctionne même, bien que très faiblement, en absence de signal oscillateur sur la broche 7 du S041P. Lors de la réalisation, on peut ainsi vérifier progressivement le bon fonctionnement de ce qu'on vient de monter.

Quand l'oscillateur local se trouve accordé ou asservi sur France Inter, on obtient un maximum de puissance d'écoute quand l'antenne se trouve désaccordée de 1 à 2 kHz au-dessus ou en-dessous de la porteuse. En s'accordant sur le minimum qui est situé entre ces deux maximums, on s'arrange pour que l'influence de la modulation d'amplitude sur le démodulateur de phase soit aussi faible que possible. En fait, on constatera que le montage proposé supporte un désaccord relativement important. Cependant, l'influence des perturbations sera évidemment d'autant plus faible que l'accord est plus exact.

A 200 km de l'émetteur on obtient, au collecteur de T_2, un signal d'environ 0,6V crête-à-crête avec un bâtonnet d'antenne de 20 cm. Cette valeur est encore de 0,2 V avec un bâtonnet de 5 cm (diamètre 10 mm), alors que le limiteur se contenterait de 10 fois moins. Or, une antenne de 5 cm peut être logée, de façon orientable, dans un boîtier de dimensions relativement restreintes.

Pour réduire le bâtonnet à la longueur désirée, on pratique une légère incision avec une arrête de lime, puis cela se coupe comme du verre. Le support de bobinage sera constitué par une bande de papier calque, large de 2 cm et longue de 10 cm environ, qu'on enroule autour du bâtonnet en la collant sur elle-même. Là-dessus on bobine, comme le montre la figure 7, trois enroulements consécutifs, chacun comportant 60 spires en fil émaillé de 0,15 mm environ, prise à 15 spires du départ.

Comme il existe diverses qualités de ferrite et diverses façons de bobiner à la main, on risque de ne pas tomber juste immédiatement. Une correction est possible en déplaçant l'enroulement, avec son support, sur le bâtonnet, ou en jouant sur la valeur de C_1 de façon que C_T permette bien l'accord optimal décrit plus haut.

Les figures 8 et 9 montrent les deux faces d'un circuit imprimé supportant l'antenne et son environnement immédiat. Le bâtonnet se trouve maintenu par deux boucles de fil isolé dont on soude les extrémités dans les pastilles correspondantes du circuit, sans pour autant aboutir à des spires en court-circuit. Pour écarter le bâtonnet de la platine, on posera des cales, à l'endroit des boucles, par exemple des petits cubes de gomme à effacer, découpés à la lame de rasoir.

Le percement en dessous du milieu du bâtonnet reçoit une vis servant d'axe d'orientation, comme on le verra sur les photos de la maquette.

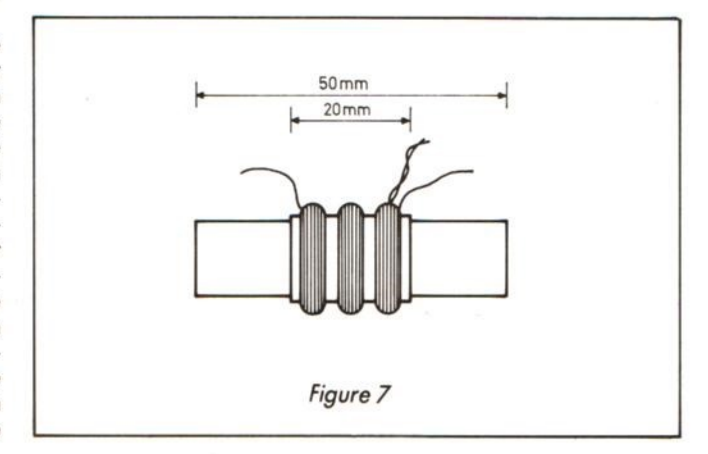


Figure 7

Présélecteur accordé

Dans des conditions de réception difficile, une amplification supplémentaire du signal d'antenne n'a un sens que si on augmente simultanément la présélection.

Le filtre correspondant est constitué, dans le schéma partiel de la figure 10, par un pot de ferrite de 14 × 8 mm, inductivité spécifique $A_L = 250$, matériau 3H1, N28, M3 ou similaire, avec vis d'ajustage. Le

primaire sera constitué de 81 spires de fil divisé (10 à 20 brins), le secondaire de 10 spires de fil émaillé de 0,1 ou 0,12 mm.

Pour l'alignement, les indications données plus haut restent valables, c'est-à-dire qu'on travaille à l'écouteur en ajustant successivement les circuits, d'antenne et de collecteur, sur le « creux » qui se situe entre les deux maximums de perception de la modulation d'amplitude.

A 200 km de l'émetteur, et avec un bâtonnet de 20 cm, le montage de la figure 10 fournit au limiteur près de 100 fois plus que celui-ci n'exige. On peut donc aller assez loin avec cela, et même un peu sous terre, ce qui n'empêche que l'adjonction d'un second étage de présélection est parfaitement possible, si besoin est.

Oscillateur et synthèse de fréquence

Dans la figure 11, le quartz est entretenu, par T_4, sur sa résonance parallèle. Comme la capacité initiale d'une seule varicap serait trop forte pour une correction symétrique, on utilise une double varicap, BB 204, en connectant ses deux éléments en série du point de vue HF, et en parallèle du point de vue continu. On peut probablement la remplacer par toute autre paire de varicaps pour récepteurs FM.

Pour vérifier la symétrie, on peut connecter un fréquencemètre sur le collecteur du tampon, T_5, et connecter l'entrée CAF d'abord à la masse, ensuite sur + 10 V. Les deux fréquences correspondantes doivent présenter, au signe près, à peu près le même écart de 4 MHz. Si cela n'est pas le cas, il suffit de modifier C_{22} en conséquence.

La multiplication par 0,81 est assurée par deux CD 4527. L'un de ces multiplicateurs de taux, IC_5, est programmé, par son câblage, de façon à éliminer une impulsion sur cinq dans la rectangulaire de 4 MHz que T_5 lui fournit. A sa sortie Q_1, on trouve donc le train d'impulsions de la figure 12, sauf le passage en pointillé qui apparaît à droite. Cette impulsion complémentaire est ajoutée, une fois toutes les 100 périodes du 4 MHz, par IC_4.

En faisant le compte, on obtient bien, à la sortie, 81 impulsions chaque fois qu'on applique 100 sur CP. Mais le fait d'appeler ce charcutage d'impulsions une « multiplication de fréquence » semble néanmoins relever d'une tricherie éhontée.

Certes, le diviseur par 20 (IC_3) qui suit arrange les choses. Cependant, à l'oscilloscope, sa tension de sortie gigote encore de façon inquiétante. Le 200 kHz qui doit y être contenu est probablement assez loin de la fréquence de réception pour ne pas gêner. Mais comme on multiplie en fait par 0,8 neuf coups sur dix, il doit y avoir énormément de 4 000 × 8/20 = 160 kHz, d'où

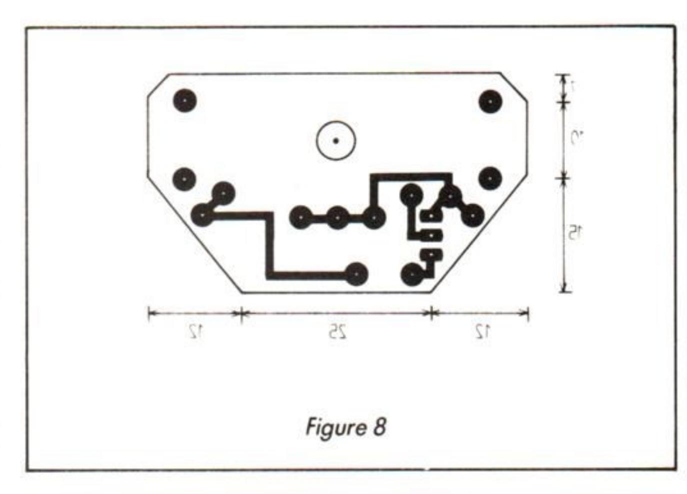


Figure 8

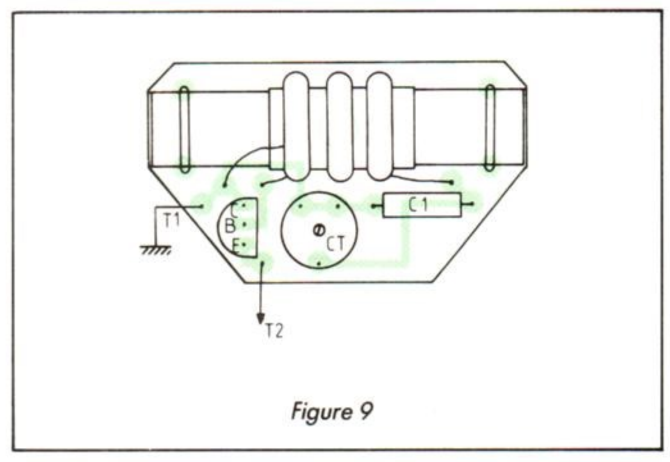


Figure 9

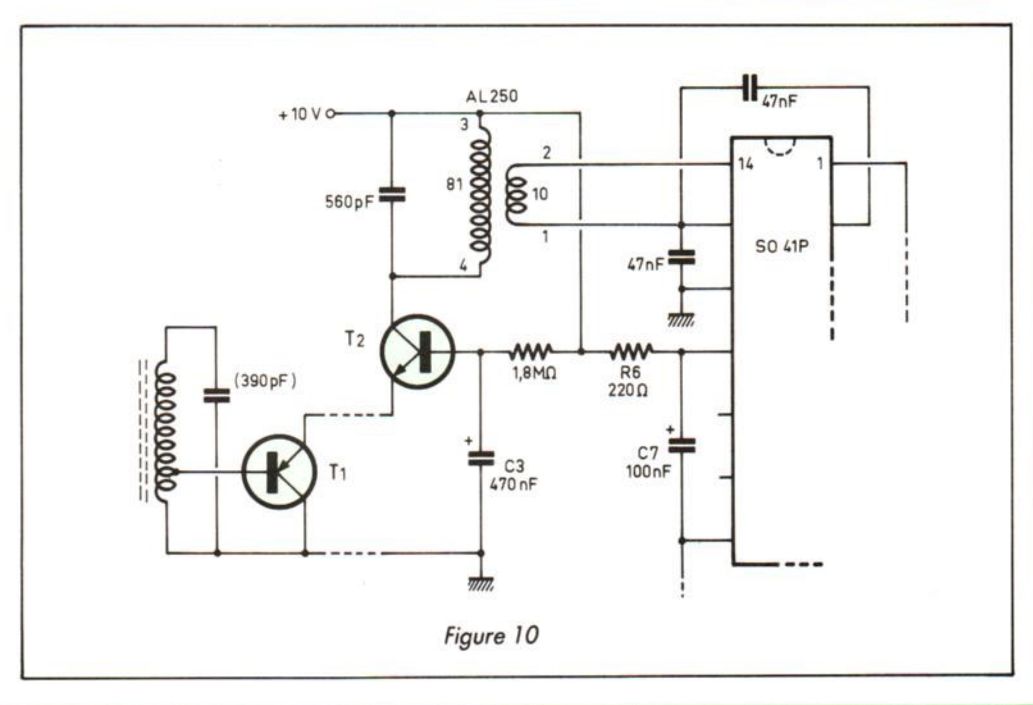


Figure 10

Figure 11

sifflement strident de 2 kHz avec la porteuse de 162 kHz. Puisqu'on dispose d'une prise d'écouteur (fig. 5), il suffit de l'utiliser pour constater, avec surprise, qu'on l'entend tout juste un peu, ce sifflement. Si peu qu'il n'en reste plus rien après le filtre actif (A_2) dont la bande passante est voisine de 30 Hz.

Diviseurs de fréquence

En plus de la fréquence du quartz, le montage de la figure 11 fournit, sur la sortie TC de IC_4, une rectangulaire de 40 kHz. La figure 12 montre comment ces fréquences sont utilisées par la suite.

En matière de fréquence étalon, on se sert généralement soit de fréquences élevées, de l'ordre de 1 MHz, pour mesurer des durées, soit de fréquences très basses, 10 Hz ou 1 Hz, pour effectuer des comptages d'impulsions pendant une durée précisément définie.

Dans le montage de la figure 13, une moitié d'un double compteur hexadécimal, IC_7, permet d'obtenir quatre fréquences élevées à partir du 4 MHz. L'autre moitié de IC_7 reçoit du 400 Hz d'un prédiviseur par 100 (IC_6), pour délivrer notamment une rectangulaire de 100 Hz que deux CD 4017 réduisent successivement à 10 et à 1 Hz. Les sorties décodées de ces deux circuits sont accessibles pour la plupart, de façon qu'on puisse obtenir ces fréquences étalon dans diverses positions de phase. Cette façon de procéder est évidemment un peu personnelle et chacun pourra donc modifier cette partie du

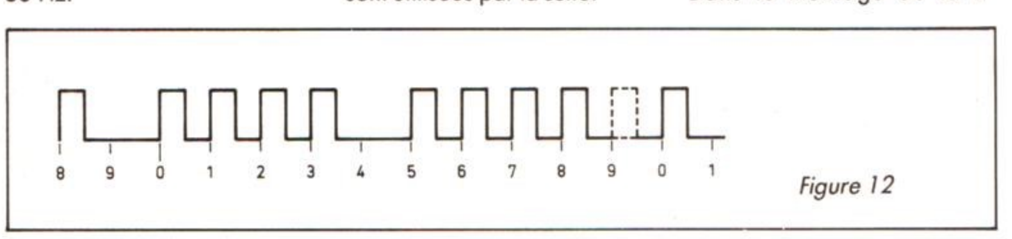


Figure 12

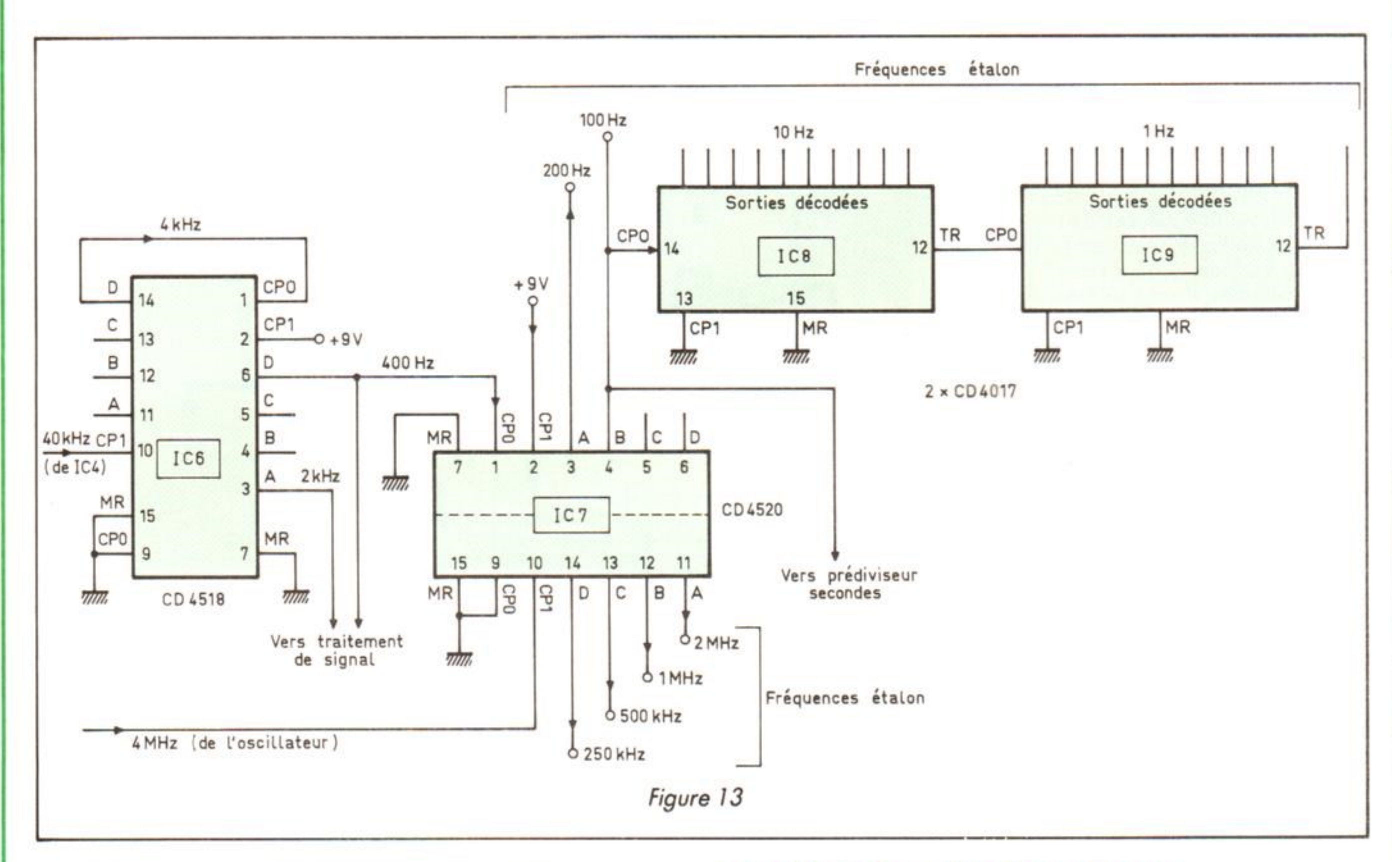
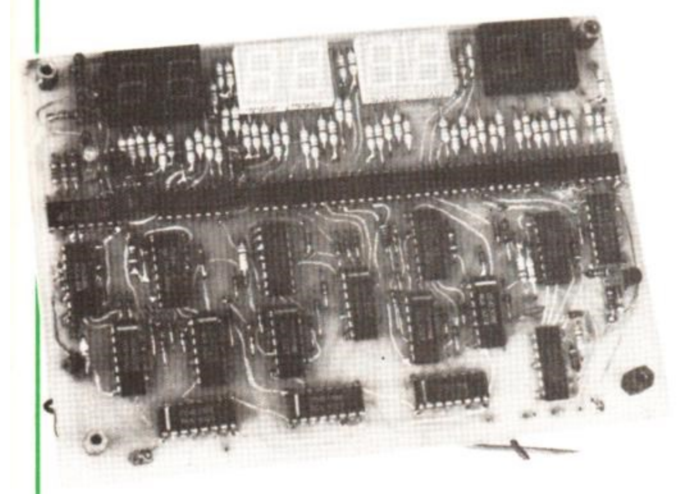


Figure 13

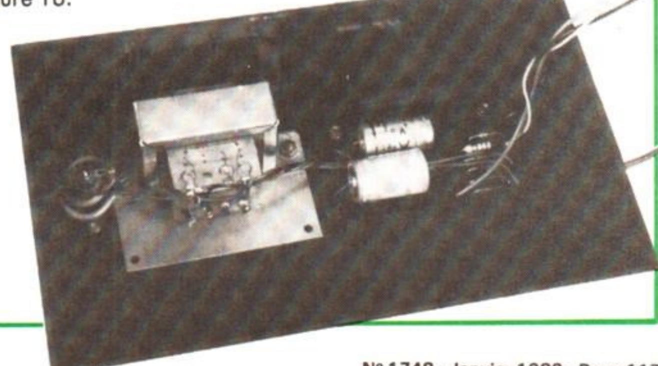

Vue interne de l'horloge.

montage en fonction de ses besoins individuels en matière de fréquences étalon.
Les entrées de remise à zéro (MR) de la figure 13 ne sont pas commandées à partir du repère de synchronisation défini dans la figure 3, car la récurrence de ce repère risque d'être affectée par des perturbations. En revanche, il est possible de rendre les broches MR accessibles à des fins de synchronisations externes.

Réalisation du récepteur

Les circuits des figures 5, 11 et 13 se trouvent réunis sur une même platine imprimée double face, mesurant 60 × 110 mm. La figure 14 montre la disposition de conducteurs sur la face composants, la figure 15 présente le verso, et l'implantation ressort de la figure 16. Si on adopte la version à présélecteur accordé, on doit modifier le câblage du verso de la platine conformément à la figure 17, et le câblage recto ainsi que l'implantation en se conformant à la figure 18.

La relative complexité du montage fait qu'on aura avantage à vérifier ses diverses fonctions au fur et à mesure de l'implantation des composants correspondants. On peut ainsi, comme cela été dit plus haut, expérimenter les circuits HF de redémodulation avant d'installer ce qui leur fait suite. De même, on peut séparément vérifier l'oscillateur à quartz, avec son tampon, puis installer progressivement, avec vérifications



réitérées, le multiplicateur de taux ainsi que les diviseurs de fréquence. Au début, les circuits installés sont à alimenter de façon provisoire, par des fils volants, car la liaison avec l'entrée principale d'alimentation est tributaire de certains passages recto-verso qui passent par certaines connexions de composants. Il peut en être de même pour certaines broches de remise à zéro ou de programmation, appelées à être connectées soit sur la masse, soit sur le + 10 V.

Les phénomènes à récurrence lente (IC_8, IC_9) peuvent être vérifiés par une LED qu'on connecte, en série avec 1,2 ou 1,5 kΩ, entre la broche correspondante et la masse. Pour vérifier la platine imprimée dans son ensemble, on pourra connecter ce circuit d'incitation lumineuse sur la sortie de A_3, figure 5. A la mise sous tension, on observera un clignotement régulier (battement entre oscillateur local et porteuse) qui se ralentit jusqu'à l'asservissement. Dès lors, la LED sera commandée par les signaux démodulés qui se caractérisent, notamment, par un arrêt de la modulation pendant la dernière seconde de chaque minute.

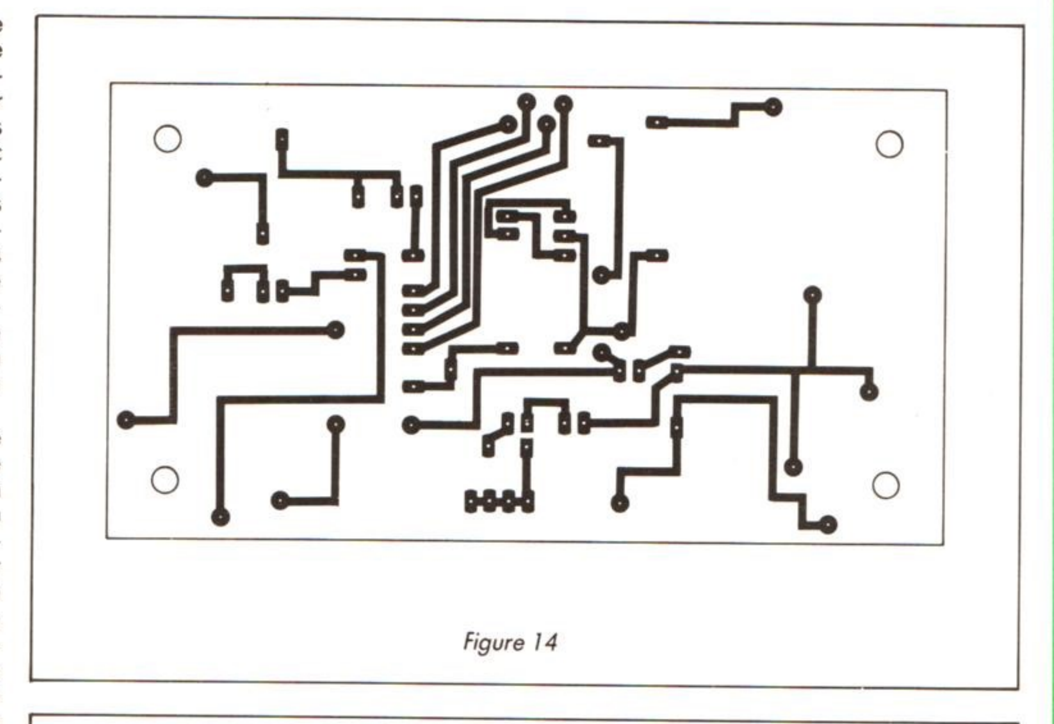


Figure 14

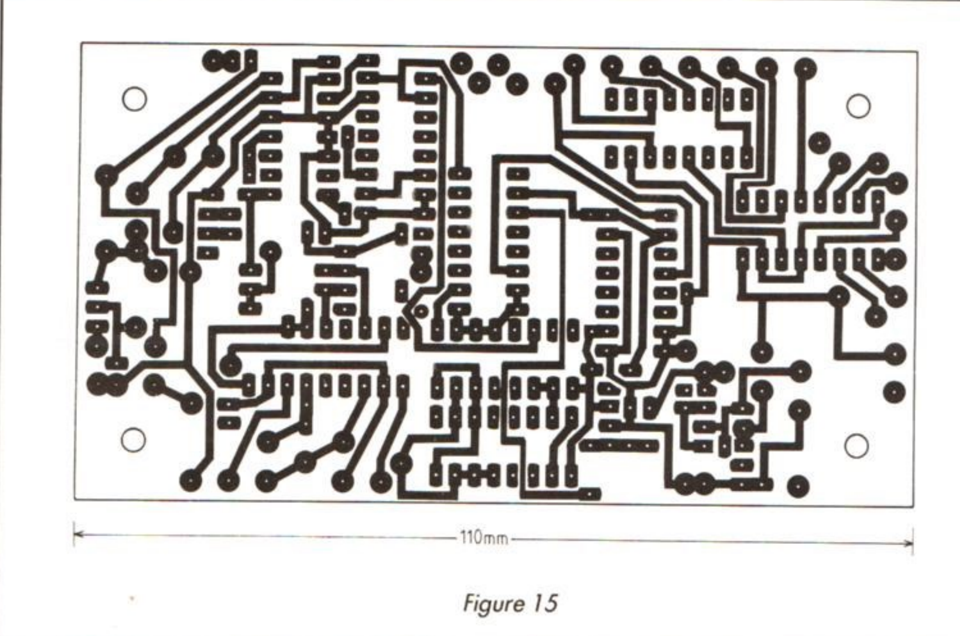


Figure 15

Alimentation

L'expérimentation décrite plus haut demande une tension de 9 à 10 V, sous 30 mA environ. N'importe quelle alimentation du commerce fera l'affaire.

On peut également utiliser le circuit d'alimentation qui est à prévoir pour l'ensemble des trois platines imprimées de l'horloge. La figure 19 montre que ce circuit fournit deux tensions, pour traitement de signal et affichage seulement 6 V, ce qui limite la consommation notamment pour la commande des afficheurs, alors que 8 à 10 V stabilisés sont nécessaires pour la varicap et pour que les multiplicateurs de taux puissent fonctionner à 4 MHz.

Le problème d'interface entre platines différemment alimentées peut se résoudre, en l'occurrence, par des résistances de 10 à 15 kΩ qu'on insère dans toutes les connexions de signal qui mènent du niveau de 10 V à celui de 6 V. Ces résistances sont prévues sur les platines correspondantes. Il faut néanmoins y penser quand on vérifie par exemple, de façon provisoire, le compteur d'affichage des secondes dont il sera question plus loin, par l'une des fréquences que délivre le circuit de la figure 13.

La capacité des condensateurs de filtrage (2 000 et 5 000 µF) garantit, en cas de coupure de courant, un maintien en mémoire de la valeur affichée pendant au moins 10 s. Sur ce point, la logique câblée est supérieure au microprocesseur, car elle se

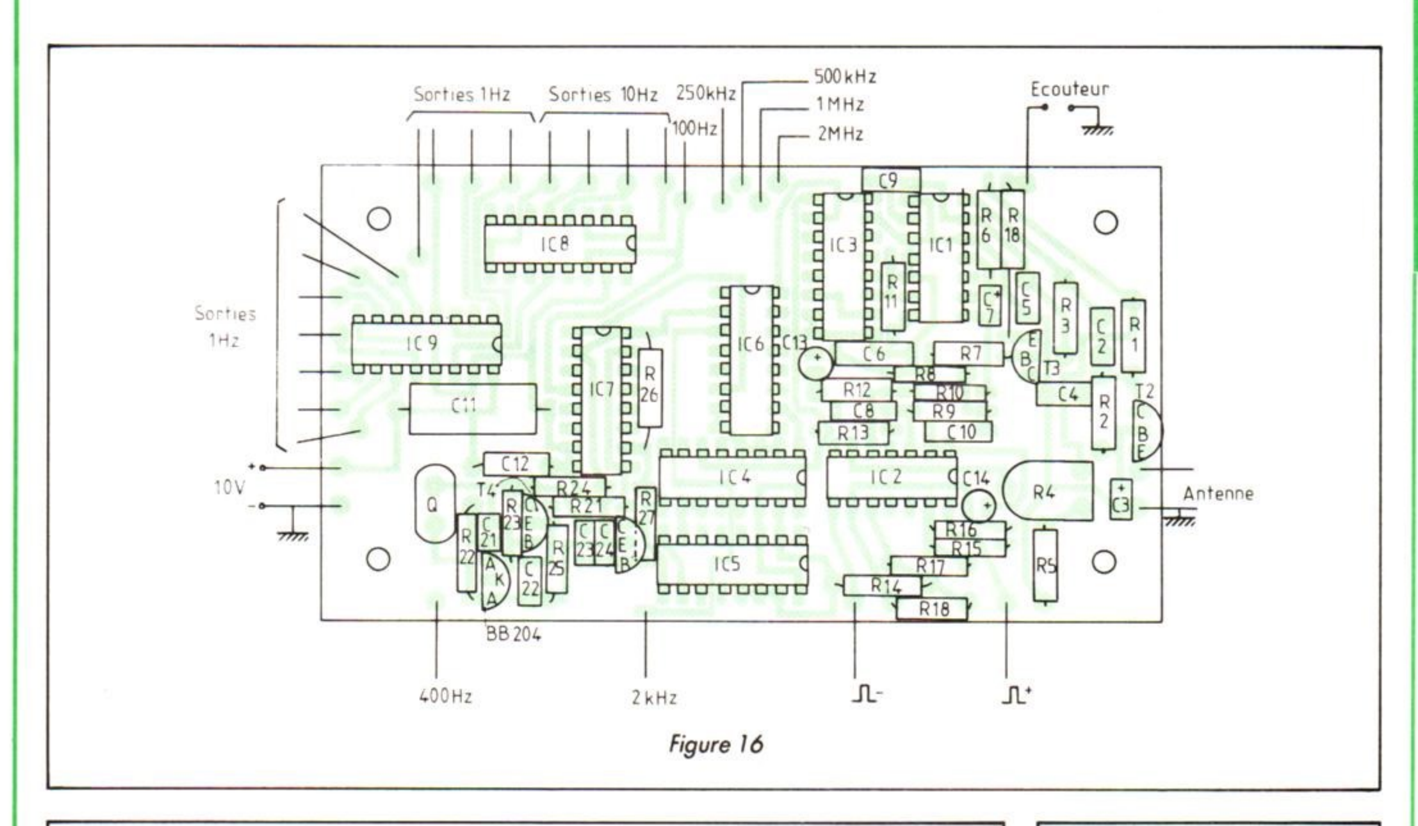


Figure 16

Composants platine réception (fig. 16)

Schéma figure 5

C_1 : 390 pF, polystyrène
C_2 : 200 pF, céramique
C_3 : 470 nF, électrolytique, ⩾ 10 V
C_4 : 100 pF, céramique
C_5 : 47 nF, céramique
C_6 : 47 nF, polyester
C_7 : 100 nF, tantale
C_8 : 10 nF, céramique
C_9 : 47 nF, céramique
C_{10} : 22 nF, polyester
C_{11} : 47 µF, électrolytique, ⩾ 10 V
C_{12} : 100 nF, polyester
C_{13} : 4,7 µF, tantale, ⩾ 10 V
C_{14} : 2,2 µF, tantale, ⩾ 10 V
C_T : ajustable 5... 60 pF
IC_1 : S 041 P
IC_2 : LM 324
T_1 : BC 558B
T_2 : BC 548B
T_3 : BC 548 (B)
R_1 : 5,6 kΩ
R_2 : 1 MΩ
R_3 : 22 kΩ
R_4 : ajustable 10 kΩ
R_5 : 10 kΩ
R_6 : 220 Ω
R_7 : 100 kΩ
R_8 : 330 kΩ
R_9 : 330 kΩ
R_{10} : 1 MΩ
R_{11} : 220 kΩ
R_{12} : 33 kΩ
R_{13} : 56 kΩ
R_{14} : 10 kΩ
R_{15} : 10 kΩ
R_{16} : 560 kΩ
R_{17} : 1,8 kΩ
R_{18} : 560 kΩ
Antenne de ferrite (voir texte)
Ecouteur test (plus de 100 Ω)
R_{21}, R_{22} : 3,3 MΩ
R_{23} : 220 kΩ
R_{24} : 1 kΩ
R_{25} : 2,2 kΩ
R_{26} : 1,8 kΩ
R_{27} : 200 kΩ
T_4, T_5 : BF 254
IC_6 : CD 4518
IC_7 : CD 4520
IC_8, IC_9 : CD 4017

Schéma figure 13

C_{21} : 1 nF, céramique
C_{22}, C_{23} : 220 pF, céramique
C_{24} : 33 pF, céramique
IC_3 : CD 4518
IC_4, IC_5 : CD 4527
Q : quartz de 4 MHz
Diode varicap BB 204

Alimentation

1 condensateur électrolytique 2000 (2 200) µF, 16 V

1 condensateur électrolytique 5000 (4 700)µF, 10 V

1 diode régulatrice 10 V, 400 mW, BZX 85 C10 ou similaire

4 diodes de redressement 1N4001 ou similaires

1 résistance 120 Ω, 0,5 W

1 transformateur d'alimentation, 2 × 6 V, 0,45 A (5 VA).

Bibliographie

[1] B. Le Floch, « Diffusion de données sur l'émetteur d'Allouis », *Revue de Radiodiffusion et de Télévision,* n° 95, novembre-décembre 1986.

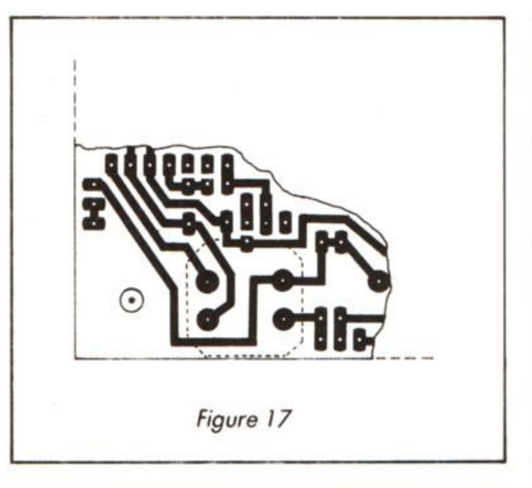
[2] J.-P. Croizé, « TDF diffuse l'heure au millionième de seconde », *Antennes* (TDF), janvier-février 1987.

[3] « Signaux horaires en modulation de phase », *Le Haut-Parleur,* n° 1668, p. 94 à 98.

[4] « Les voies digitales de la radiodiffusion AM », *Electronique Applications,* n° 31, 1983, p. 29 à 34.

[5] « L'heure exacte en permanence par France Inter », *Le Haut-Parleur,* n° 1674, p. 204 à 206.

[6] « Horloge digitale radiocommandée », *Le Haut-Parleur,* n° 1641, p. 202 à 213.


Figure 17

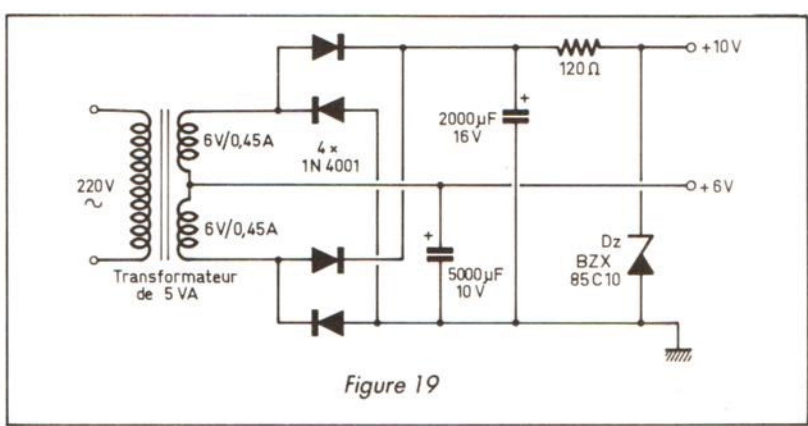


Figure 19

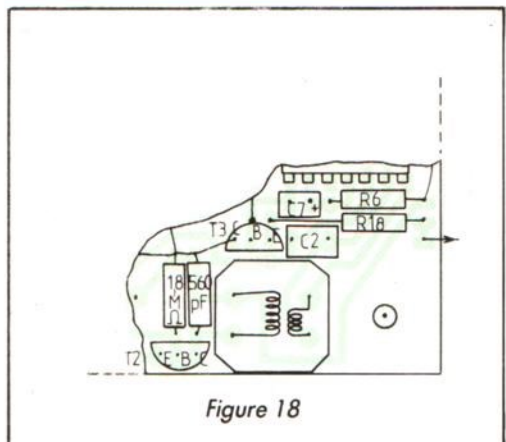
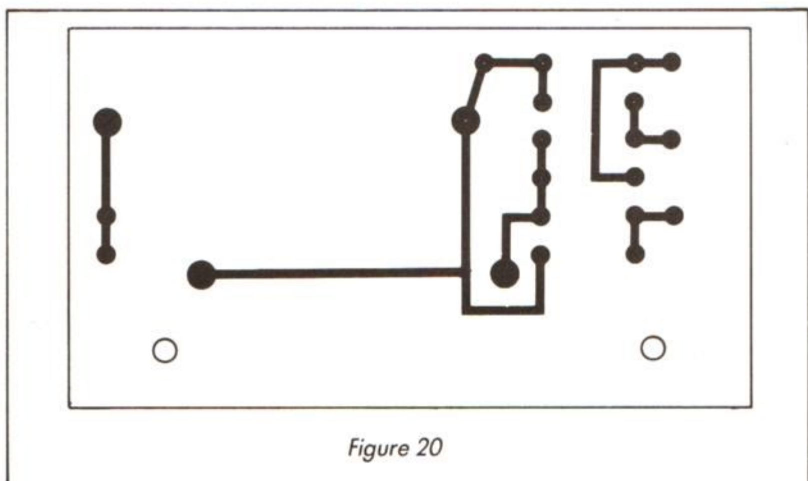


Figure 18


Figure 20

contente, pour le maintien en mémoire, du petit peu de tension qui reste quand les afficheurs se sont éteints. La chose est avantageuse notamment lors des brèves coupures du réseau d'alimentation qu'on observe en cas d'orage, car les conditions de perturbation radioélectrique sont alors généralement telles qu'il n'est pas possible d'acquérir, dans l'immédiat, l'information heure-date diffusée par l'émetteur.

Les figures 20 et 21 donnent les faces de câblage et d'implantation du circuit d'alimentation de la figure 19. La subdivision en deux tensions d'alimentation fait qu'on peut utiliser un transformateur relativement petit (circuit magnétique de 52 × 42 × 17 mm).

(à suivre)

H. SCHREIBER

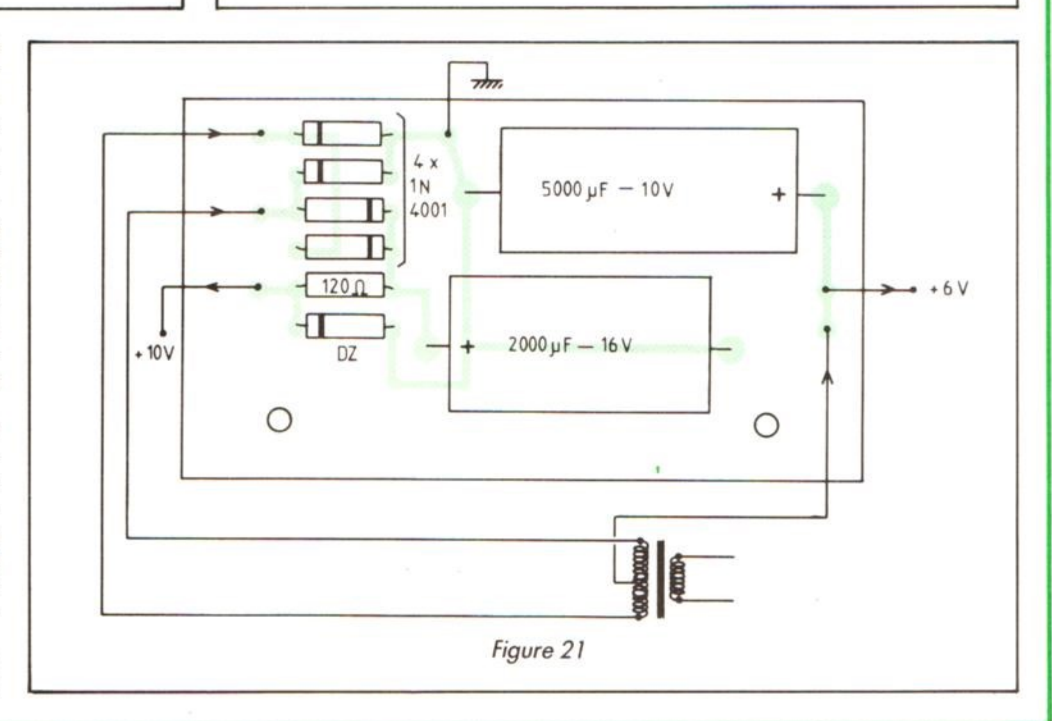
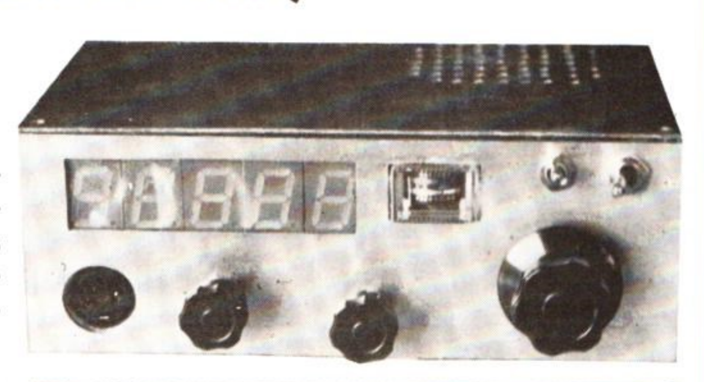


Figure 21

CONSTRUISEZ VOTRE TRANSCEIVER BLU

(Suite voir n° 1743 et n° 1747)



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Nous donnons ici la liste la plus complète possible des divers composants nécessaires à la réalisation du transceiver BLU. Nous indiquerons deux ou trois variantes quand celles-ci n'occasionnent pas de dégradation dans les performances du montage.



Atténuateur à diodes PIN

R_3 : 2,2 kΩ
R_4 : 10 kΩ
R_5 : 8,2 kΩ
R_6 : 3,9 kΩ
R_7 : 3,9 kΩ
R_8 : 2,7 kΩ
R_9 : 2,2 kΩ
R_{10} : 2,7 kΩ
C_7 : 470 pF
C_8 : 470 pF
C_9 : 4,7 nF
C_{10} : 4,7 nF
C_{11} : 4,7 nF
C_{12} : 10 nF
C_{13} : 4,7 nF
C_{14} : 470 pF

P_1 : potentiomètre linéaire 10 kΩ
T_2 : transistor NPN type 2N2222, BC109
L_3 : self moulée 56 µH
TDA 1053 ou 3 diodes PIN séparées

Ampli HF Réception

R_1 : 100 Ω
R_2 : 270 Ω
C_1 : 0,1 µF
C_2 : 0,1 µF
C_3 : 18 pF
C_4 : 10 nF
C_5 : 18 pF
C_6 : 47 pF
T_1 : transistor effet de champ J310 ou U310 Siliconix.
L_1, L_2 : FI, 10,7 MHz, 10 × 10, ôter la capacité interne
RE_1, RE_2 : relais 12 V, RS12 de National

Amplificateur B.F.

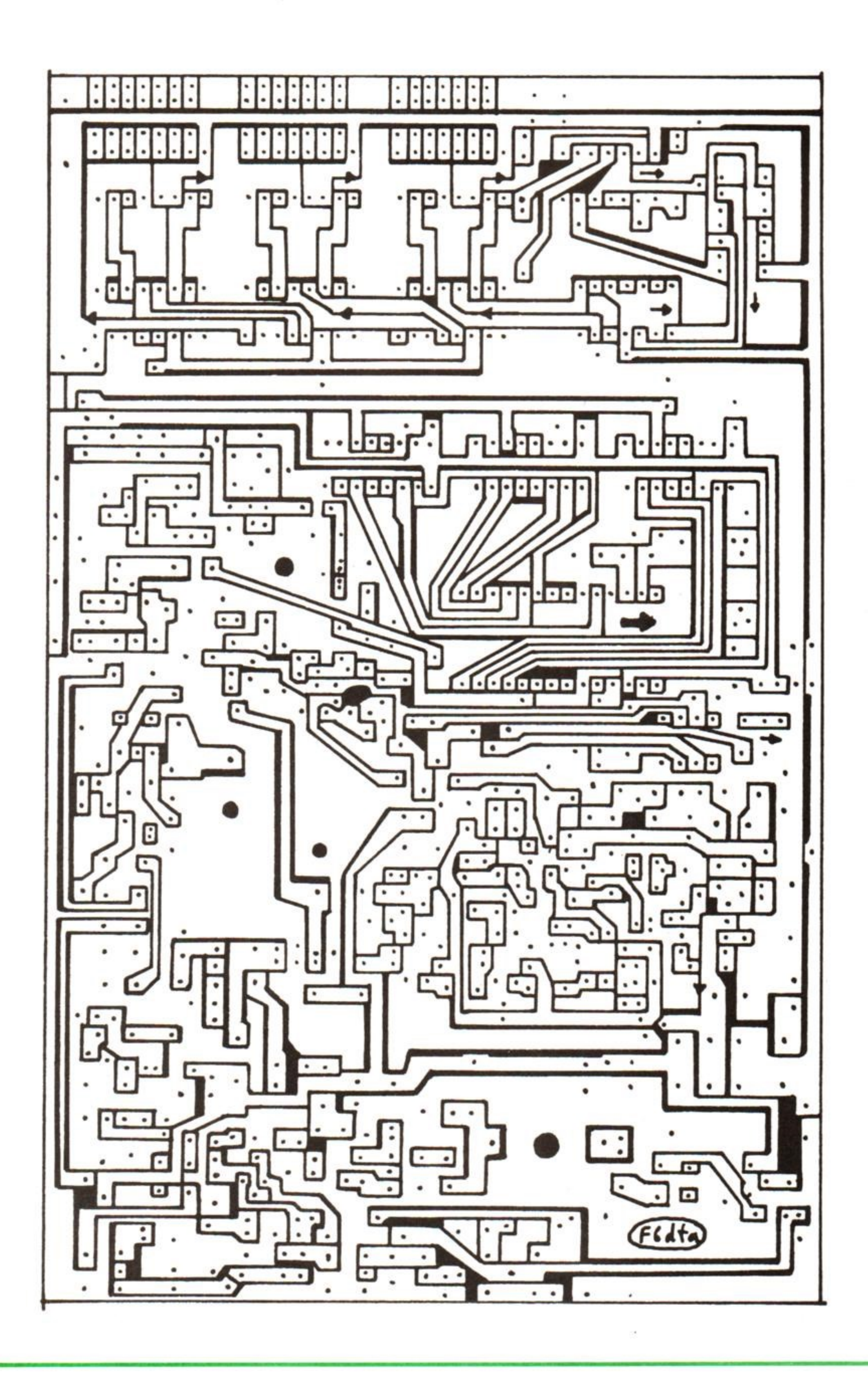
R_{30} : 4,7 kΩ
R_{31} : 4,7 kΩ
R_{32} : 10 Ω
C_{52} : 4,7 nF
C_{53} : 4,7 nF
C_{54} : 0,1 µF
C_{55} : 6,8 µF
C_{56} : 47 µF
C_{57} : 0,1 µF
C_{58} : 220 µF
U_4 : LM386 haut-parleur miniature 4/8 Ω
P_3 : potentiomètre logarithmique, 100 kΩ

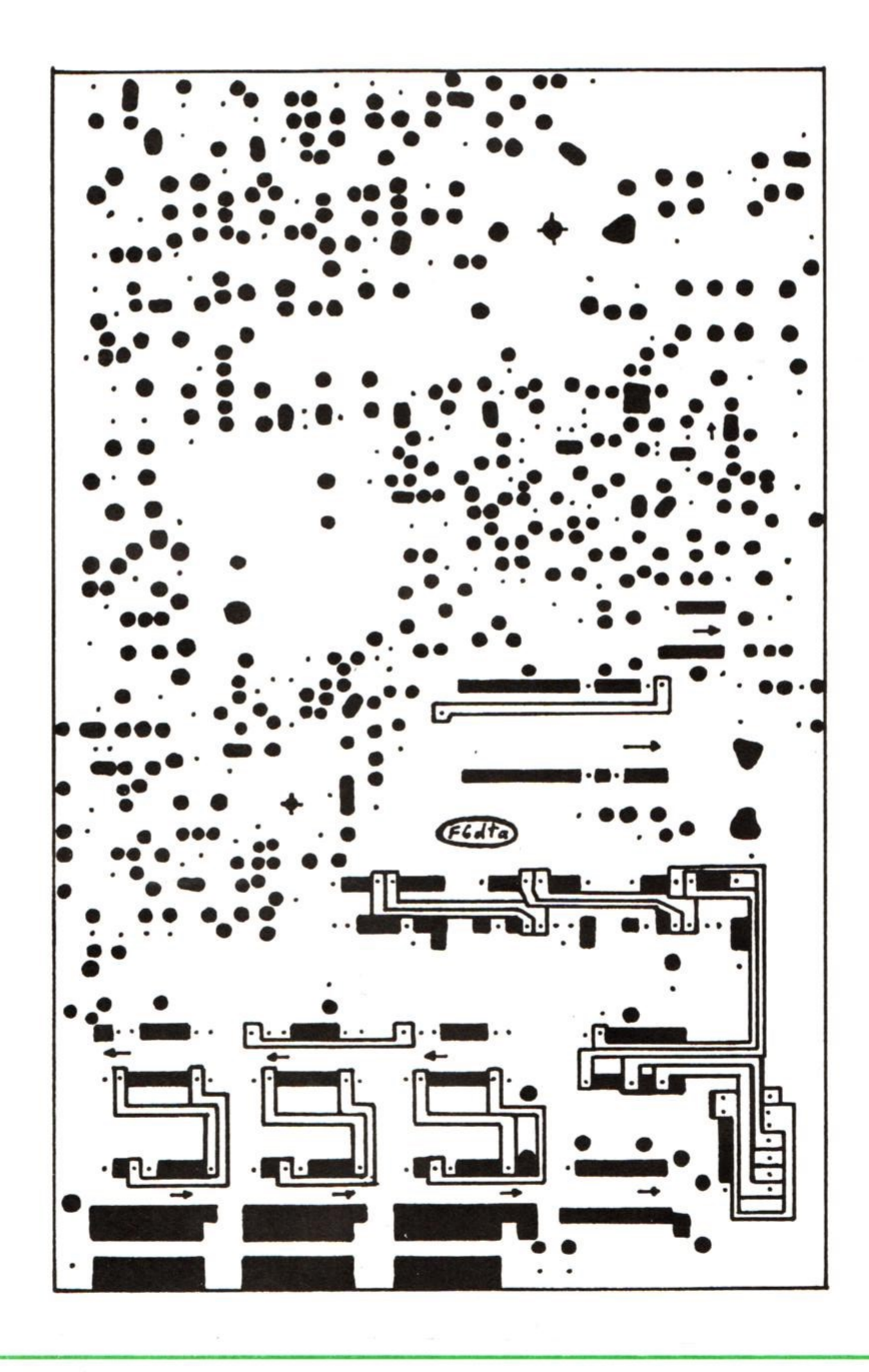
Amplificateur H.F. Emission

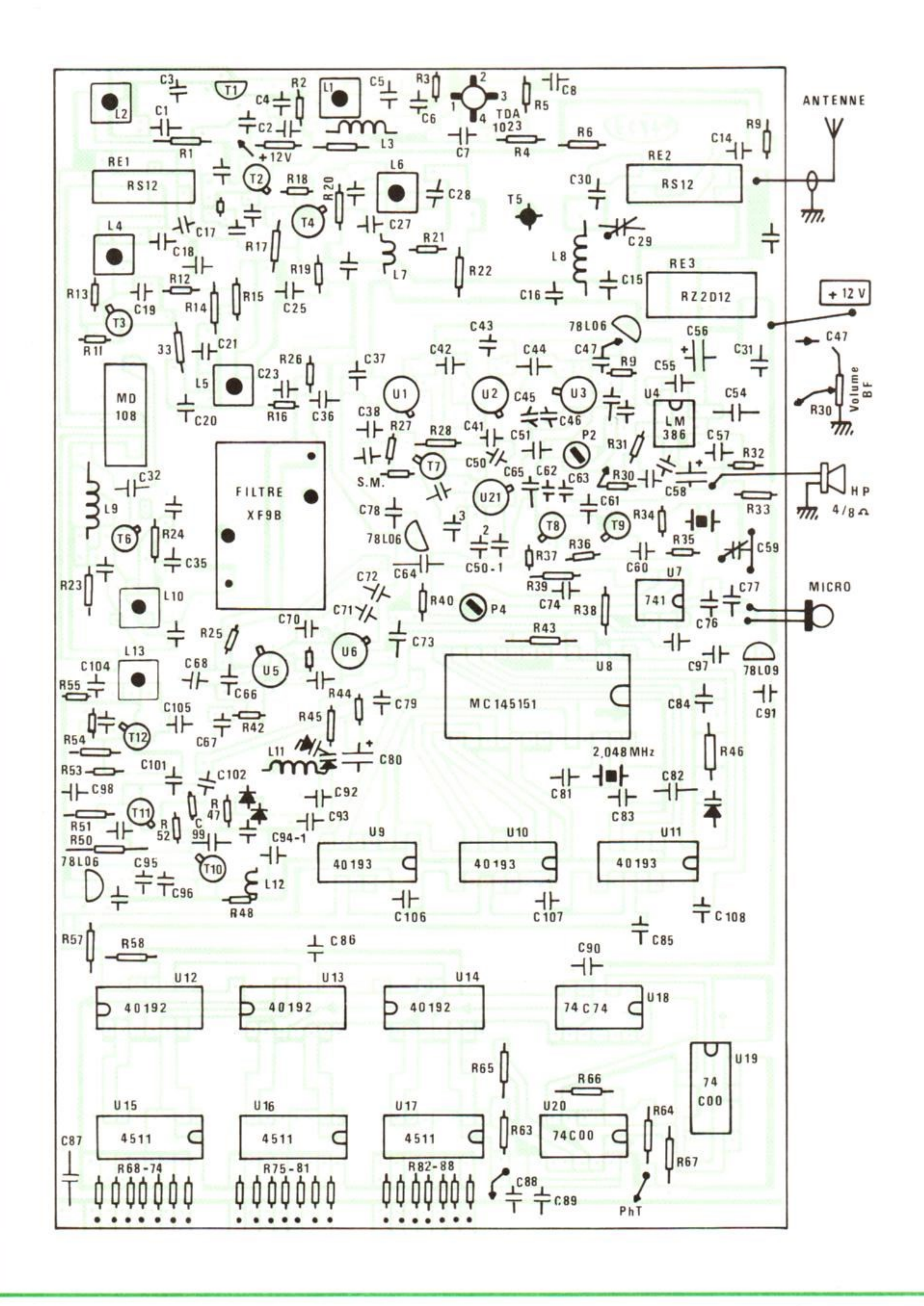
R_{11} : 3,3 kΩ
R_{12} : 8,1 kΩ
R_{13} : 47 Ω
$R_{13\,bis}$: 33 Ω
R_{14} : 100Ω
R_{15} : 4,7 kΩ
R_{16} : 470 Ω
R_{17} : 12 Ω
R_{18} : 39 Ω
R_{19} : 2,2 kΩ
R_{20} : 12 Ω
R_{21} : 100 Ω
R_{22} : 1 kΩ
C_{17} : 1 nF
C_{18} : 6,8 pF
C_{19} : 220 pF
C_{20} : 18 pF
C_{21} : 10 nF
C_{22} : 0,1 µF
C_{23} : 0,1 µF
C_{24} : 1 nF
C_{25} : 100 pF
C_{26} : 18 pF
C_{27} : 0,1 µF
C_{28} : 470 pF
C_{29} : Arco 425, capacité ajustable
C_{30} : 100 pF
T_3 : 2N2369, 2N918
T_4 : 2N1711
T_5 : BLY92A
L_4, L_5, L_6 : FI 10,7 MHz, ôter la capacité interne.
L_7 : ferrite VK2000.
L_8 : tore amidon 10 spires, réalisées avec 2 fils émaillés 8/10 torsadés ou Telefunken R10M8

Encodeur optique

R_{61} : 8,2 kΩ
R_{62} : 8,2 kΩ
R_{63} : 2,2 kΩ
R_{64} : 2,2 kΩ
R_{65} : 56 kΩ
R_{66} : 56 kΩ
R_{67} : 10 kΩ
C_{90} : 1 µF
U18 : 74C74
U19 : 74C00
U20 :74C00
2 phototransistors
1 ampoule 12 V
1 interrupteur, pour le blocage de l'affichage de la fréquence
1 disque découpé à huit trous ou fente. Voir schéma de montage.


F6dta


F6dta


ANTENNE
+ 12 V
Volume BF
HP 4/8 Ω
MICRO
FILTRE XF9B
MC 145151
2,048 MHz
TDA 1023
LM 386
MD 108
RS12
RZ2D12
741
40193
40192
4511
74C74
74C00
PhT

Section réception et oscillateur local 9 MHz

Oscillateur local

R_{33} : 280Ω
R_{34} : 10 kΩ
R_{35} : 10 kΩ
R_{36} : 680 Ω
R_{37} : 1 kΩ
C_{59} : 3/30 pF ajustable
C_{60} : 220 pF
C_{61} : 220 pF
C_{62} : 1 nF
C_{63} : 1 µF
C_{64} : 100 pF
C_{65} : 100 pF
T_8, R_9 : transistor NPN 2N2369, BC109
Quartz 9 MHz, ajusté à 8 985 MHz

Chaîne réception

R_{23} : 330 Ω
R_{24} : 100 Ω
R_{25} : 330 Ω
R_{26} : 50 Ω
R_{27} : 100 Ω
R_{28} : 100 Ω
R_{29} : 470 Ω
P_2 : potentiomètre 47 kΩ log.
C_{32} : 10 nF
C_{33} : 47 pF
C_{34} : 15 pF
$C_{34\ bis}$: 47 pF
C_{35} : 10 nF
C_{36} : 15 pF
C_{37} : 100 pF
C_{38} : 4,7 nF
C_{39} : 10 nF
C_{40} : 10 nF
C_{41} : 4,7 nF
C_{42} : 100 pF
C_{43} : 10 nF
C_{44} : 100 pF
C_{45} : 1 nF
C_{46} : 10 µF
C_{47} : 1 µF
C_{48} : 0,1 µF
C_{49} : 47 µF
C_{50} : 10 nF
C_{50-1} : 100 µF
C_{50-2} : 47 µF
C_{50-3} : 100 µF
C_{51} : 0,1 µF

L_9 : self moulée, 56 µH
L_{10} : FI 10,7 MHz, capacité d'origine, plus 47 pF (C_{34} bis)
Filtre à quartz KVG, XF9B ou équivalent
T_7 : NPN, type 2N2222
S-Mètre : galvanomètre miniature, 100 à 200 µA. Potentiomètre ajustable de 47 kΩ pour réglage S_9 = 100 µV en entrée antenne
78L06 : régulateur tripode.
P_2 ajuste le niveau BF pour une action CAG correcte.
MD108 : mélangeur à diodes Schottky. Marque Anzac. D'autres modèles de mélangeurs peuvent convenir, attention au brochage cependant ! !

Module émission

R_{25} : 330 Ω
R_{41} : 470 Ω
R_{42} : 100 Ω
R_{38} : 4,7 kΩ
R_{39} : 4,7 kΩ
P_4 : potentiomètre ajustable 1 MΩ
C_{66} : 1 nF
C_{67} : 1 nF
C_{68} : 10 nF
C_{69} : 1 nF
C_{70} : 1 nF
C_{71} : 10 µF
C_{72} : 0,1 µF
C_{73} : 0,1 µF
C_{74} : 1 µF
C_{75} : 1 µF
C_{76} : 0,1 µF
C_{77} : 100 pF
C_{78} : 1 µF
U5 : Plessey SL610, amplificateur HF
U6 : Plessey SL641, mélangeur
U7 : µA741 ou LM741, ampli opérationnel
78L06 : régulateur tripode 6 V
Micro dynamique, haute impédance

Affichage et programmation

R_{57} : 5,6 kΩ
R_{58} : 5,6 kΩ
R_{68} : 1 kΩ
R_{68} à R_{88} : 1/2 W
C_{85} : 0,1 µF
C_{86} : 0,1 µF
C_{87} : 1 µF
C_{88} : 0,1 µF
C_{89} : 0,1 µF
U9, U10, U11 : compteurs/décompteurs 40193 ou 74C193
U12, U13, U14 : compteurs/décompteurs 40192 ou 74C192
U15, U16, U17 : drivers d'afficheurs 7 segments
5 afficheurs TIL
support d'afficheurs, type circuits intégrés 40 broches pour afficheurs.

Synthétiseur de fréquences

R_{43} : 100 kΩ
R_{44} : 33 kΩ
R_{45} : 22 kΩ
R_{46} : 18 kΩ
R_{47} : 100 kΩ
R_{48} : 330 Ω
R_{49} : 10 kΩ
R_{50} : 10 kΩ
R_{51} : 100 Ω
R_{52} : 330 Ω
R_{53} : 8 kΩ
R_{54} : 12 kΩ
R_{55} : 100 Ω
R_{56} : 220 Ω
C_{79} : 0,1 µF
C_{80} : 4,7 µF
C_{81} : 18 pF
C_{82} : 470 pF
C_{83} : 5,6 pF
C_{84} : 10 nF
C_{92} :
C_{93} : 4,7 nF
C_{94} : 82 pF
C_{94-1} : 820 pF
C_{95} : 1 µF
C_{96} : 1 nF
C_{97} : 1 µF
C_{98} : 0,1 µF
C_{99} : 82 pF
C_{100} : 10 nF
C_{101} : 82 pF
C_{102} : 130 pF
C_{103} : 10 nF
C_{104} : 10 nF
C_{105} : 220 pF
C_{91} : 1 µF

ZXBB204 : diode Varicap double, tête-bêche
ZXBA109 : diode Varicap
78L06 : régulateur tripode 6 V
78L09 : régulateur tripode 9 V
quartz 2 048 kHz
T_{10} : transistor FET U310 ou J310, Siliconix
T_{11}, T_{12} : transistors NPN, type 2N2369 ou 2N918
L_{11} : bobine oscillatrice, voir caractéristiques : 35 sp. 3/10 sur Ø 6 mm
L_{12} : self moulée, 56 µH
L_{13} : FI 10,7 MHz avec capacité d'origine, plus 220 pF en parallèle (C105)
U8 : MC145151, Motorola. Chip synthétiseur de fréquences, sans support
2 diodes 1N4148
Les résistances sont des 1/4 W. Tous les condensateurs sont de petites céramiques miniatures ou des tantale goutte.

CIRCUITS IMPRIMES DOUBLE FACE

trois méthodes simples

CABLAGE RAPPORTE

Le plus immédiat – quand il s'agit de réaliser un exemplaire unique – c'est de graver uniquement la face « normale » du circuit, sur du matériel (bakélite, verre époxy) simple face. Celle qui est normalement la face composants, on la rapporte de l'autre côté, en y soudant des fils isolés assez fins entre les connexions à relier.

On peut utiliser du fil de bobinage autosoudable (Lotan ou similaire), diamètre 0,2 à 0,3 mm. Pour étamer les extrémités, on les plonge d'abord dans un récipient contenant de la pâte décapante (pour soudures étain) non corrosive, puis dans une goutte d'étain se trouvant sur la panne d'un fer à souder bien chaud.

Certaines connexions peuvent être réalisées en fil nu (brins de fil souple ou de petit câble), avec isolement, envers les pistes, soit par ruban adhésif, soit par vernis.

GABARIT DE PERÇAGE

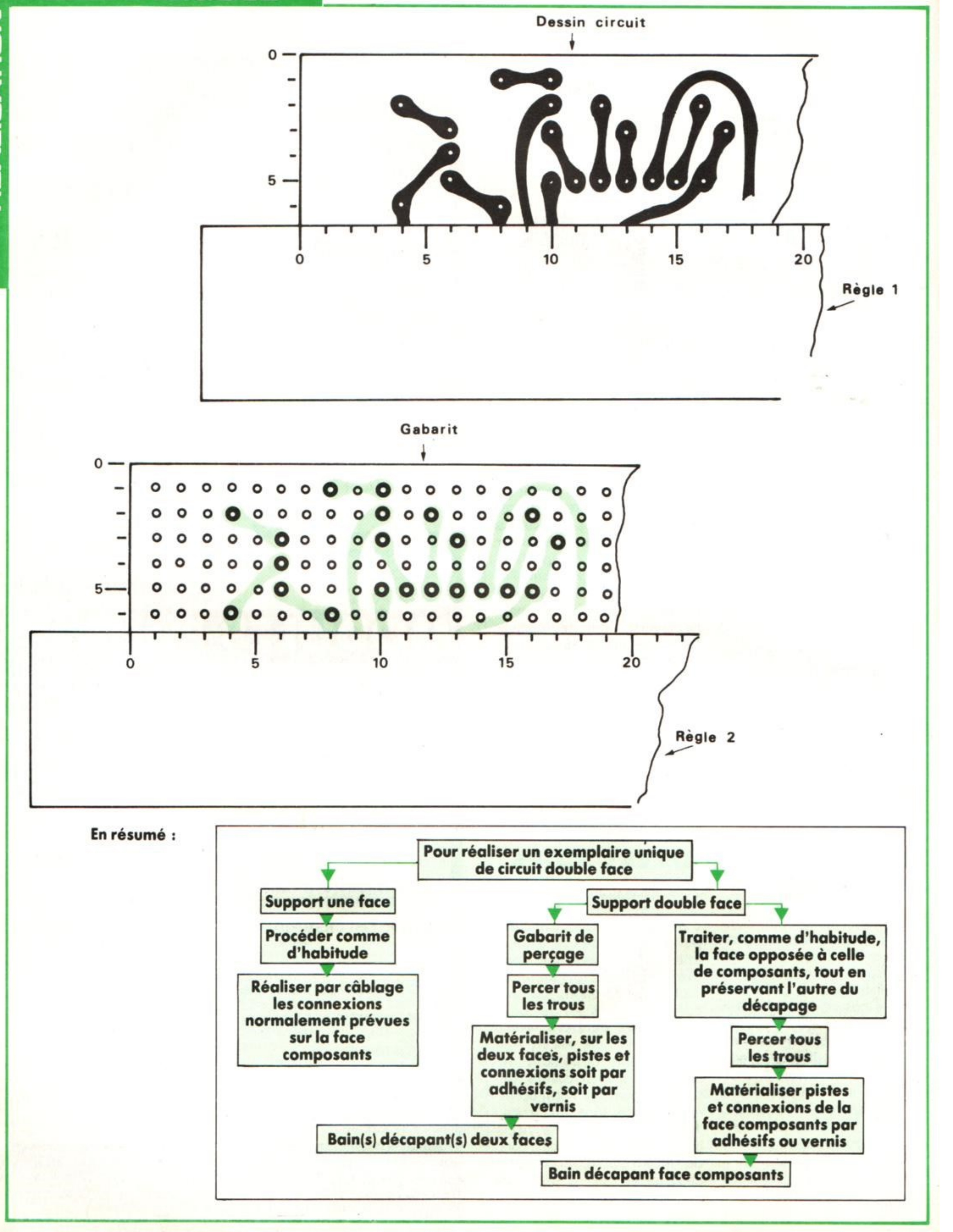
La méthode utilise du matériel double face. Elle n'est commode qu'avec une implantation respectant partout un pas normalisé (pas de 2,54 mm dans le cas de la réalisation décrite ci-contre). On réalise d'abord un gabarit de perçage à l'aide d'une plaque perforée conformément à ce pas (platine à wrapper ou à bandes cuivrées). Pour cela, on se confectionne deux règles en carton qu'on gradue, au pas prévu, en se servant de la plaque perforée. On pose l'une de ces règles sur le dessin (fig. 1)*, et on repère, sur chaque ligne de ce dessin, les points correspondant à une perforation. A l'aide de la seconde règle, on porte ces points (fig. 2) sur le gabarit, en marquant chaque perforation à effectuer au moyen d'un feutre marqueur.

Guidé par le gabarit ainsi obtenu, on perce après avoir assemblé gabarit et platine à l'aide de ruban adhésif. Puis on sépare les deux pièces, on nettoie la platine au papier de verre, et on y matérialise, sur les deux côtés, les surfaces de cuivre qui doivent subsister après décapage. Les pastilles et bandes adhésives sont utilisables aussi bien qu'un vernis à base d'alcool ou d'acétone. Finalement, on traite les deux faces, ensemble ou séparément, au perchlorure de fer. Attention : une plaque double face ne flotte pas aussi facilement sur le liquide qu'un matériel simple face. En cas de traitement successif, protéger le dessus par feuille ou ruban adhésifs.

UNE FACE APRES L'AUTRE

Vous utilisez du matériel double face, mais vous traitez d'abord seulement celle comportant le plus de connexions, et ce par le moyen dont vous avez l'habitude, tout en repérant les perforations non encore connectées par des pastilles. Lors du bain, vous protégez le côté encore réservé par une feuille adhésive (ou des bandes), collées sur toute la surface. Puis, après avoir percé tous les trous, vous traitez l'autre face comme indiqué ci-dessus. Lors du second bain, la surface déjà gravée est à protéger comme précédemment.

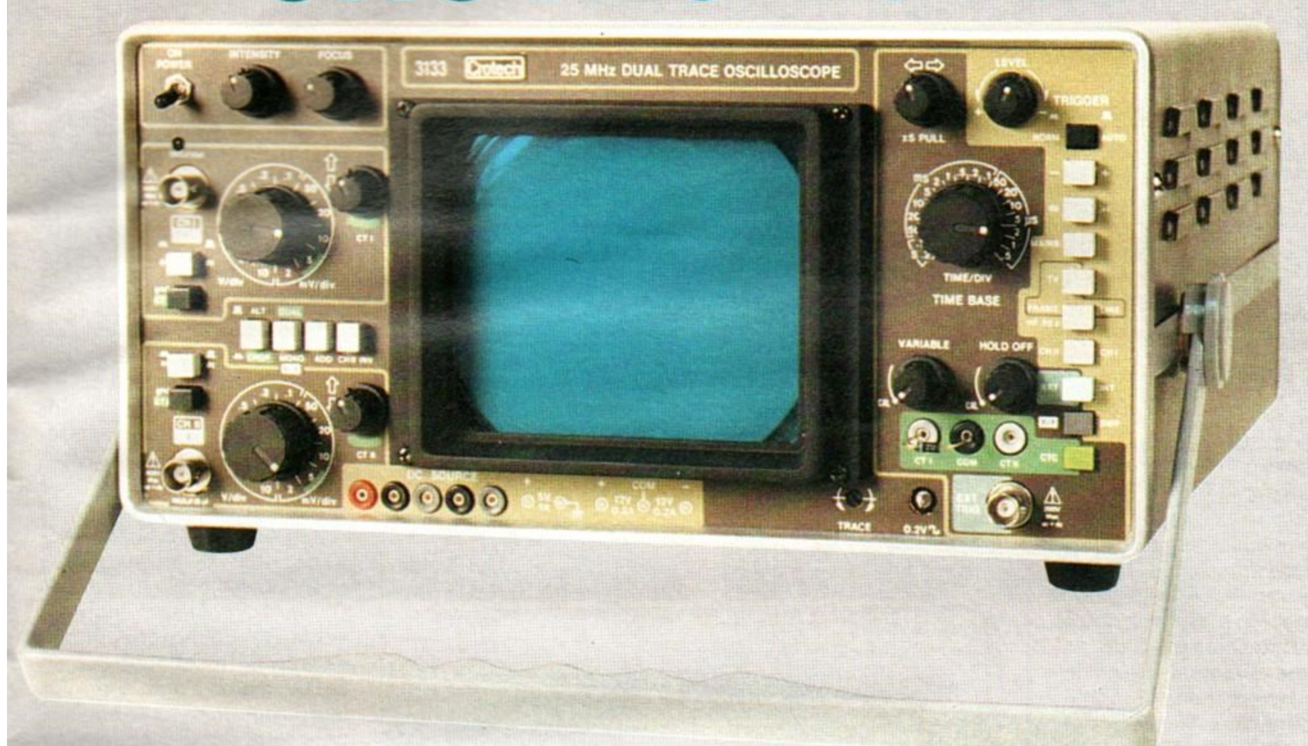
* Voir page suivante.



En résumé :

- Pour réaliser un exemplaire unique de circuit double face
  - Support une face
    - Procéder comme d'habitude
    - Réaliser par câblage les connexions normalement prévues sur la face composants
  - Support double face
    - Gabarit de perçage
      - Percer tous les trous
      - Matérialiser, sur les deux faces, pistes et connexions soit par adhésifs, soit par vernis
      - Bain(s) décapant(s) deux faces
    - Traiter, comme d'habitude, la face opposée à celle de composants, tout en préservant l'autre du décapage
      - Percer tous les trous
      - Matérialiser pistes et connexions de la face composants par adhésifs ou vernis
      - Bain décapant face composants

CROTECH 3133



OSCILLOSCOPE 2 x 25 MHz

Dans la première moitié de 1987, nous avons consacré une série d'articles à la présentation d'une gamme d'oscilloscopes récents et qui nous paraissaient s'inscrire dans l'éventail des besoins de nos lecteurs. Le plus simple d'entre eux, le Crotech 3031, était un monotrace de 20 MHz (*Le Haut-Parleur* n° 1741). Dès cette époque, l'importateur français nous annonçait la sortie d'un modèle bicourbe. C'est maintenant chose faite, et nous avons pu disposer d'un exemplaire du 3133, vu au dernier salon des composants.

UNE PRESENTATION TRADITIONNELLE...

En matière de présentation, les fantaisies ne sont plus guère de mise sur les oscilloscopes, quelles que soient les mers ou les frontières qu'ils franchissent pour nous parvenir. La commodité d'utilisation, à laquelle nous incorporons la facilité de transport, a imposé une présentation horizontale, dans un coffret équipé d'une béquille orientable, qui forme aussi poignée de portage.

Le Crotech 3133 sacrifie à ces canons. De part et d'autre d'un écran rectangulaire (nous reviendrons sur ce point) se répartissent, à gauche, les commandes des amplificateurs de déviations verticales et, à droite, celles de la base de temps et des divers modes de déclenchement. Sur un fond de façade beige, la sérigraphie en trois couleurs autorise un repérage immédiat des diverses fonctions, et la prise en main s'effectue sans la moindre hésitation.

... ET DES PLUS INATTENDUS

Il devient maintenant courant d'incorporer, aux oscilloscopes, une sortie dite « testeur de composants ». Relevant de techniques très simples (il suffit d'un enroulement de transformateur délivrant quelques volts efficaces, de quelques résistances, de prises et d'un commutateur), ce perfectionnement rend pourtant d'incontestables services. Il permet, notamment, le contrôle rapide de condensateurs (résistance de fuite) et de certains composants actifs (diodes, zener, etc.). En ce domaine, le Crotech 3133 va plus loin puisqu'il propose deux sorties de test. On peut, ainsi, comparer un composant douteux à un autre servant de référence. L'oscillogramme A montre l'essai d'une diode zener de 6,8 V.

Plus inattendue apparaît la présence de trois alimentations stabilisées incorporées à l'appareil, et qui sortent en façade par des douilles de 2 mm, rangées sous la partie gauche de l'écran. Il ne s'agit nullement de jouets, mais de véritables alimentations fixes, qui délivrent les trois tensions les plus fréquemment utiles : + 5 V (avec un débit maximal de 1 A), + 12 V (200 mA) et – 12 V (200 mA). De surcroît, le point commun à ces deux

dernières sources étant flottant par rapport à la masse, il est possible d'en tirer soit une tension de + 24 V, soit une de – 24 V. Un bravo pour ce plus qui évitera, lors d'un travail à l'extérieur notamment, de transporter une alimentation...

LES AMPLIFICATEURS DE DEVIATIONS VERTICALES

Chaque voie verticale offre une bande passante de 0 à 25 MHz à – 3 dB (couplage continu), ou de 10 Hz à 25 MHz, toujours à – 3 dB, en couplage alternatif. Selon la relation traditionnelle applicable à un amplificateur dépourvu de sur-correction, le temps de montée est donc :

$$t_r = \frac{350}{25} = 14 \text{ ns}$$

Il s'agit là – et nous y avons insisté lors de précédents essais – de performances qui conviennent bien aux usages courants d'un appareil de laboratoire. Elles ont permis, par exemple, d'enregistrer l'oscillogramme B, qui représente des impulsions brèves à une fréquence de récurrence de 2 MHz, avec des temps de montée et de descente propres de 2 ns.
Les sensibilités d'entrée s'échelonnent selon la traditionnelle séquence 1, 2, 5 et varient, en 12 positions calibrées, de 2 mV/cm à 10 V/cm. L'utilisateur dispose, évidemment, de la possibilité d'afficher une voie seule (il s'agit alors du canal Y_1), ou les deux voies, en mode découpé ou en mode alterné.
Compte tenu du faible prix du Crotech 3133, on est très heureusement surpris de découvrir, en plus, une commande d'inversion sur le canal Y_2, associée à la possibilité d'addition (et donc de soustraction) des deux voies. On sait l'utilité d'un tel dispositif pour analyser, par exemple, les altérations d'un signal lors de son passage à travers divers circuits de traitement ou d'amplification.
A ce propos, nous voudrions d'ailleurs ouvrir une parenthèse, en forme de mise en garde. Les préamplificateurs et amplificateurs qui mènent de l'entrée aux plaques de déviation du tube cathodique sont conçus pour traiter des signaux dont l'amplitude maximale correspond à la pleine excursion de l'écran. Au-delà intervient une saturation plus ou moins brutale, qui s'accompagne de distorsions diverses. Lorsqu'on retranche l'un de l'autre deux signaux pour analyser leur différence, cette opération intervient après les étages préamplificateurs de l'oscilloscope. Si des distorsions sont nées en amont, elles s'inscriront, sur l'écran, comme des tensions parasites, créées par l'appareil lui-même. Ainsi, lorsqu'on étudie la différence de deux signaux (addition algébrique), chaque composante de départ doit être limitée à la hauteur de l'écran, au maximum.
L'oscillogramme C illustre les ennuis qui découlent de la non-observation de cette règle : les deux voies recevaient la même sinusoïde, et la différence aurait dû rester nulle. En augmentant parallèlement les deux sensibilités des canaux Y_1 et Y_2 pour « chercher la petite bête », on fait apparaître d'effroyables tortillons, qui n'existent pas en réalité !



LE FONCTIONNEMENT EN XY

La voie Y_1 sert alors aux déviations verticales, alors que les préamplificateurs de la voie Y_2 sont employés pour commander les déviations horizontales. Naturellement, l'attaque des plaques de déviation s'effectue, en dernier ressort, par l'étage de sortie horizontal, ce qui limite la bande passante à 1 MHz (à – 3 dB).
La principale qualité exigée, lors du fonctionnement en XY, est l'identité de déphasage dans les deux directions, indispensable, notamment, pour afficher des courbes de Lissajous et... faire des mesures de phases ! En appliquant la même sinusoïde aux deux entrées, nous avons augmenté progressivement la fréquence. D'abord totalement inobservable, le déphasage atteint environ 3° (oscillogramme D) à 100 kHz. Il s'agit là de valeurs conformes aux normes, pour cette classe d'appareils.

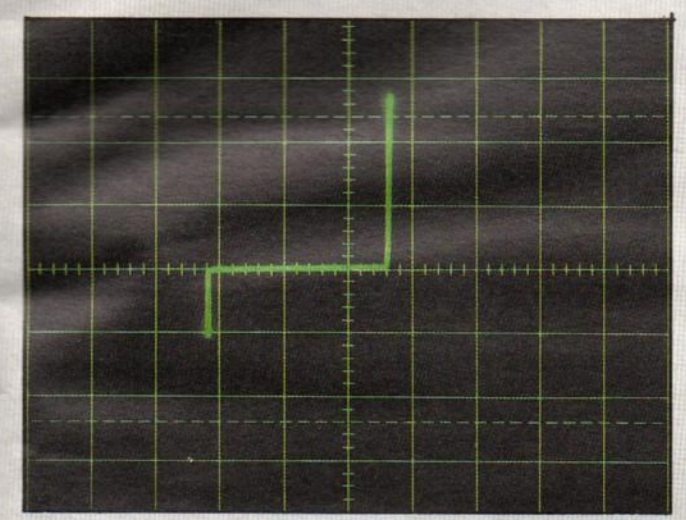
LES VITESSES DE BALAYAGE

Elles s'étagent de 500 ns/ division à 200 ns/division, selon la séquence 1, 2, 5, en 18 positions calibrées. Un réglage fin, par potentiomètre, autorise une variation continue de la vitesse entre ces différentes positions.
Une position « X5 », associée à la commande de cadrage horizontal, permet de porter la vitesse maximale apparente à 100 ns/ division, ce qui autorise l'exploitation complète du temps de montée des amplificateurs de déviation verticale, sans entraîner de perte de luminosité appréciable. C'est dans ces conditions que nous avons relevé les impulsions à 2 MHz de l'oscillogramme E, que l'on rapprochera de l'oscillogramme B, pris à une vitesse de 500 ns/ division.

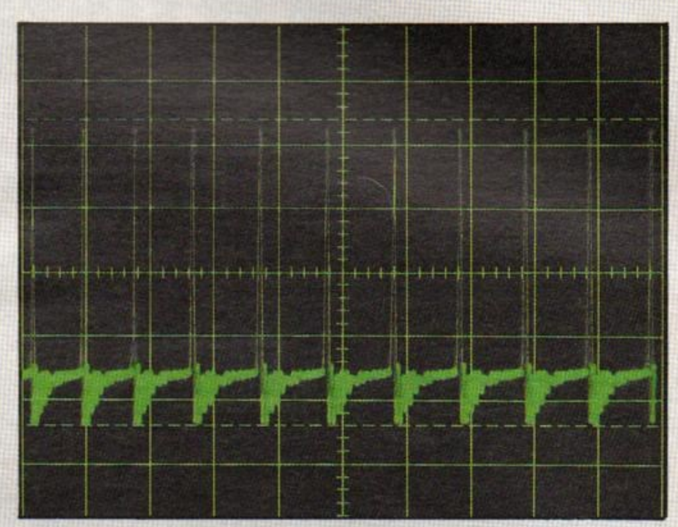
LES MODES DE DECLENCHEMENT

Là encore, le Crotech 3133 se montre très complet. A l'aide du clavier de touches situé à l'extrême droite de la façade,

CROTECH 3133 OSCILLOSCOPE 2 × 25 MHz



Le testeur de composants sert, ici, à afficher la caractéristique courant/tension d'une diode zener.



Impulsions à 2 MHz, observées avec une vitesse de balayage de 500 ns/division.

l'utilisateur dispose des possibilités suivantes :

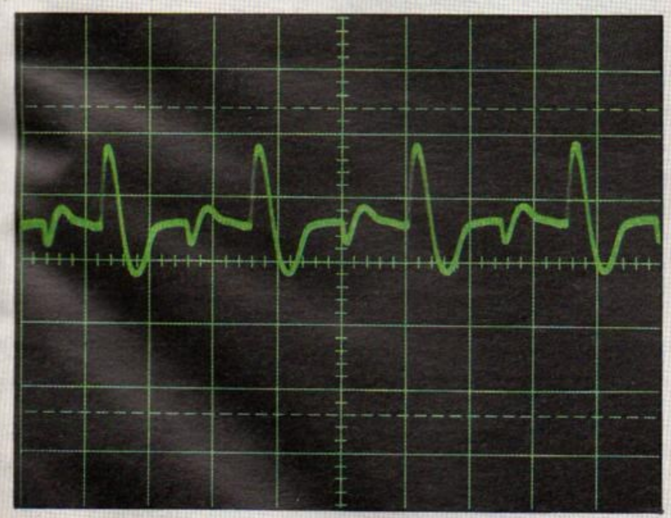
- déclenchement automatique (une trace apparaît sur l'écran même en l'absence de signal d'entrée, permettant notamment le réglage du zéro), ou normal. Dans les deux cas, le seuil peut être ajusté à l'aide du potentiomètre « level » ;
- départ du balayage sur un flanc montant (+) ou sur un flanc descendant (–) du signal ;
- déclenchement interne sur le canal Y_1 ou sur le canal Y_2, synchronisation externe, synchronisation par le secteur ;
- synchronisation sur un signal TV vidéo, avec choix du déclenchement sur une ligne, ou sur une trame. C'est à l'aide de la synchronisation TV lignes que nous avons relevé l'oscillogramme F. On y voit un signal multiburst (huit trains de fréquences étagées de 0,8 MHz à 4,8 MHz) issu d'une mire de laboratoire, avec les impulsions de lignes qui l'encadrent.

Les circuits de déclenchement paraissent efficaces dans les conditions les plus délicates, et il est possible de stabiliser la trace dès que l'amplitude verticale, sur l'écran, atteint 5 mm. En synchronisation externe, une tension de 1 V crête à crête assure un verrouillage sans problème.

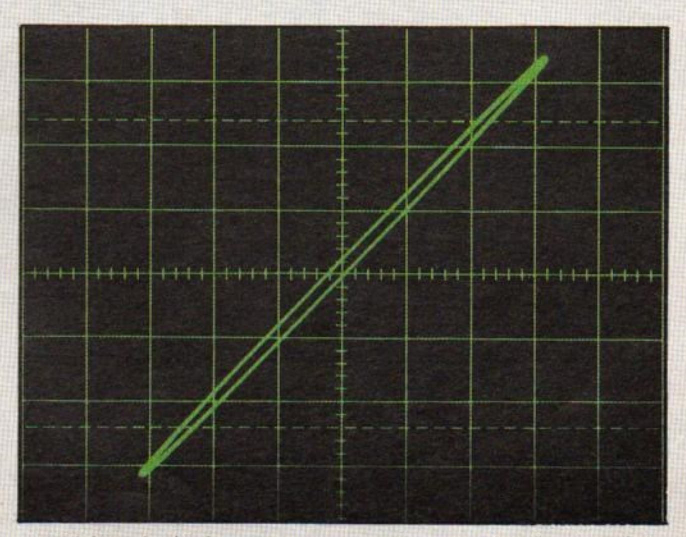
Notons enfin que le couplage avec l'une ou l'autre des sources de déclenchement peut s'effectuer en liaison continue ou alternative, et avec une éventuelle réjection des composantes HF par un filtre passe-bas. Cette dernière possibilité sera appréciée pour la stabilisation d'un signal entaché de bruit, et susceptible d'entraîner des balayages erratiques.

LA COMMANDE DE HOLD-OFF

Nous avons déjà analysé le principe de fonctionnement d'un tel dispositif, et nous n'y

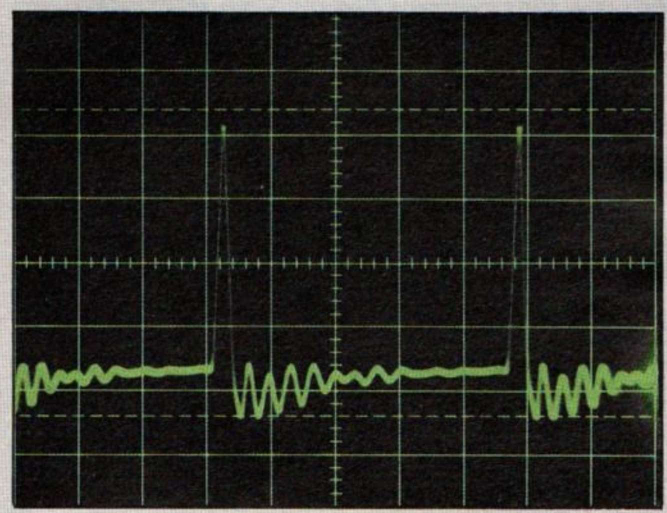


Attention à la saturation des amplificateurs ! Elle entraîne ici, dans le signal de différence, des distorsions à l'origine inexistantes.



A 100 kHz, le déphasage commence à apparaître (environ 3°).

CROTECH 3133
OSCILLOSCOPE 2 x 25 MHz



L'extension du balayage (X5) conduit à une vitesse apparente de 100 ns/division. Comparer avec l'oscillogramme B.

Examen d'une ligne de télévision (vitesse non calibrée).

reviendrons pas ici. Le lecteur pourra, éventuellement, se reporter au numéro 1737 de la revue.

La présence d'une commande variable du hold-off (c'est-à-dire du temps d'inhibition de la base de temps après le retour du spot en fin de balayage) permet, seule, l'observation confortable, et sans erreur, de trains d'impulsions non répétitifs ou de signaux non périodiques. Elle sera particulièrement appréciée, entre autres, des utilisateurs qui travaillent sur des circuits logiques.

LE PROBLEME DU TUBE CATHODIQUE

La mode est aux tubes cathodiques à écran rectangulaire, qui autorisent une exploitation optimale des coordonnées cartésiennes sur l'écran et permettent une réduction des dimensions de l'appareil, en particulier de sa hauteur. Ici, le constructeur a quelque peu triché, puisque le Crotech 3133 est équipé d'un tube à écran rond. Le cadre d'entourage du graticule masque alors une partie de la face avant, en haut, en bas et sur les côtés. De plus, il subsiste de petites zones mortes sous les angles, mais qui ne mordent qu'une fraction de division.

Au total, cette solution n'apporte aucune gêne (il faut même un certain temps pour découvrir l'artifice). Elle se justifie pleinement dans la mesure où elle a certainement contribué à la réduction du prix de revient, dont il nous faut maintenant dire un mot.

LE RAPPORT PRESTATIONS/ PRIX

Longtemps, les oscilloscopes se sont partagés, pour l'essentiel de la production, en deux catégories nettement différenciées. La première, regroupant les matériels à vocation professionnelle, rassemblait des performances et des perfectionnements de haut de gamme, sans un souci trop marqué du coût. La deuxième, à vocation plus « amateur » ou à l'usage des petits laboratoires, limitait ses ambitions à des bandes passantes de l'ordre de la dizaine de MHz, et sacrifiait tous les réglages non indispensables à une utilisation courante.

Manifestement, une nouvelle tendance se dessine maintenant. Est-ce parce que l'amateur, ou l'artisan, devient mieux informé et plus exigeant ? Nous ne saurions que nous en réjouir...

Le Crotech 3133 marque un grand pas dans cette voie nouvelle, et son rapport prestations/ prix, s'il apparaît comme un défi, a déjà su séduire : l'importateur se bat pour satisfaire la demande !

R. RATEAU



POUR CONCLURE

Il est des appareils de haut de gamme qui séduisent l'électronicien comme une Ferrari peut attirer un conducteur. Il en est d'autres qui constituent la 2 CV du laboratoire.

Le Crotech 3133, lui, s'adresse à la raison. Ses performances, ses possibilités très complètes en font un outil efficace, à la portée de tous. Souhaitons-lui le succès qui, déjà, semble marquer sa naissance...

UN GRIP DIP ECONOMIQUE

C'est un appareil de mesure assez peu répandu dans l'arsenal de l'électronicien amateur dont nous vous proposons le banc d'essais aujourd'hui puisqu'il s'agit d'un grid dip. Le modèle que nous avons choisi est disponible sous diverses marques (Altai, Monacord, etc.) chez divers annonceurs de la revue mais, dans tous les cas, il s'agit du même appareil de base fabriqué en Extrême-Orient. Son prix nous ayant paru particulièrement attractif puisqu'il oscille (c'est le cas de le dire !) aux alentours de 700 F, nous avons voulu en savoir un peu plus à son sujet.

UN BREF RAPPEL

Le grid dip, bien connu des radioamateurs, est un appareil de mesure qui permet de déterminer la fréquence d'accord d'un circuit oscillant utilisant une self, qu'il soit sous tension ou non. De ce fait, il permet également de déterminer la fréquence de fonctionnement d'un oscillateur, de vérifier le fonctionnement d'un émetteur ou d'un récepteur, de déterminer la fréquence d'accord d'une antenne, etc. C'est donc un appareil indispensable à toute personne qui manipule de la haute fréquence d'autant que les selfs sont des composants dont les caractéristiques exactes sont toujours assez délicates à déterminer.

Un grid dip comporte toujours un élément principal, qui est aussi le plus « visible » extérieurement, et qui n'est autre qu'un circuit oscillant constitué d'une self et d'un condensateur variable muni d'un cadran aussi grand que possible. Afin de couvrir une plage de fréquence aussi large que possible, cette self n'est pas unique mais se présente sous la forme de plusieurs bobines embrochables, chacune couvrant une plage de fréquences déterminée. Ce sont ces bobines qui seront couplées au circuit oscillant à tester ou à mesurer.

Ce circuit oscillant est suivi, selon la fonction désirée, soit d'un simple détecteur alimentant un galvanomètre, soit d'un oscillateur à transistor dans le circuit d'alimentation duquel est inséré un galvanomètre. Dans le premier cas, le galvanomètre dévie lorsque le grid dip est accordé sur la fréquence d'un signal HF émis à proximité. On teste alors les oscillateurs actifs au sens large du terme. Dans le deuxième cas, le galvanomètre fluctue lorsque le grid dip est accordé sur la fréquence du circuit oscillant auquel il est couplé, on mesure alors la fréquence de résonance d'un circuit oscillant non alimenté ou passif.

PRESENTATION

Notre grid dip se présente dans un boîtier de faibles dimensions puisqu'il ne mesure que 17,5 × 6,5 × 5 cm dont la forme se prête bien aux utilisations qui lui sont dévolues. Le cadran gradué d'accord du circuit oscillant occupe la majorité de la face supérieure et sa précision de lecture est suffisante vu la vocation de l'appareil. Six selfs embrochables dans un connecteur monté en face supérieure du boîtier permettent de couvrir de 1,5 MHz à 250 MHz.

Le galvanomètre est un modèle d'assez petite taille ce qui n'a pas une grande importance puisqu'il ne sert qu'à apprécier des sens de déviation ou des maximums et minimums mais sans plus. Il comporte, par contre, une zone permettant de tester l'état de la pile interne ce qui est une bonne idée sur un appareil dont c'est la seule source d'alimentation.

Un commutateur à glissière à trois positions permet de choisir les modes de fonctionnement du grid dip tandis qu'un potentiomètre à interrupteur assure tout à la fois la mise sous tension et le réglage de sensibilité en mode oscillateur.

Deux prises complètent le tout : une pour un écouteur de type cristal ou piézo qui permet un contrôle auditif d'une modulation ou émission reçue par le montage, l'autre pour brancher un quartz de fréquence comprise entre 1 et 15 MHz et transformer ainsi le grid dip en oscillateur de référence ou en testeur de quartz (ce sont deux façons différentes de voir les choses !).

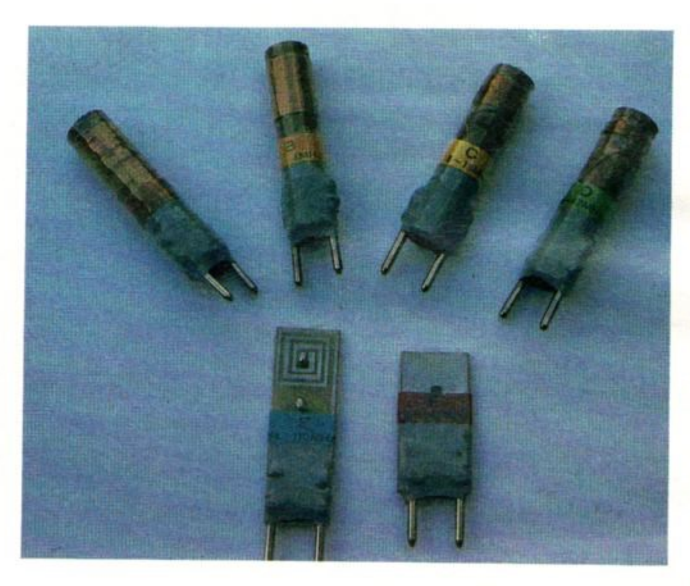
L'alimentation fait appel à une unique pile de 9 V dont le

UN GRIP DIP ECONOMIQUE

remplacement est assez peu fréquent vu la faible consommation de l'appareil. C'est heureux car il faut, pour cela, le démonter entièrement. Ce n'est pas bien long mais c'est assez peu pratique.
La notice qui accompagnait notre exemplaire était en anglais et c'est fort dommage pour d'éventuels acquéreurs qui ne maîtrisent pas cette langue. En effet, elle a le mérite d'être fort bien faite et d'expliquer en quelques phrases bien choisies toutes les utilisations d'un grid dip. Elle présente également les divers modes de couplage à des circuits oscillants ou à des antennes, ce qui est particulièrement judicieux. En outre, elle contient le schéma complet de l'appareil et la nomenclature des composants utilisés, ce qui peut s'avérer très utile en cas de dépannage éventuel (l'origine asiatique des transistors n'étant pas un problème car de nombreux équivalents européens peuvent les remplacer).

NOTRE OPINION

L'utilisation de l'appareil est particulièrement facile même pour une personne non habituée à un grid dip. La précision des mesures réalisées, de la graduation du cadran et à l'étalonnage de l'appareil, est satisfaisante. Un grid dip n'est pas un fréquencemètre numérique et ne doit pas être utilisé comme tel !



La panoplie de selfs couvrant de 1,5 MHz à 250 MHz.

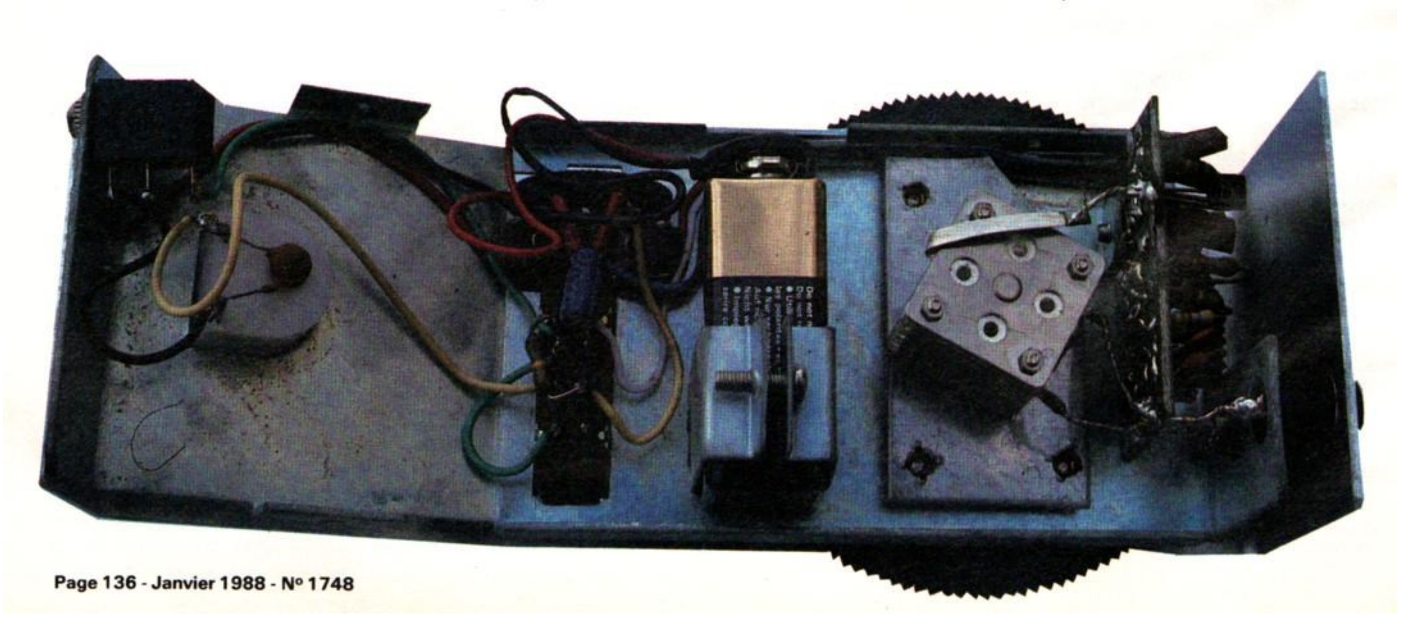
Les selfs couvrent sans problème la plage annoncée et leur réalisation sous forme tubulaire (sauf pour les deux modèles couvrant de 45 à 250 MHz qui sont plats) permet un couplage facile à la majorité des montages. Le support destiné à les recevoir, par contre, est d'une qualité douteuse et nous ne donnons pas cher de sa durée de vie. Il est facile à remplacer mais ce n'est pas une excuse.
Le schéma adopté est classique puisque deux transistors sont utilisés. L'un d'entre eux est monté en oscillateur de type Colpitts et voit sa fréquence de fonctionnement déterminée soit par le circuit oscillant utilisé soit par le quartz externe. L'autre est monté en oscillateur basse fréquence en double T et permet, si nécessaire, de moduler par un signal à 2 kHz l'oscillation haute fréquence produite par le montage.
Nous devons par contre déplorer le fait que les diodes de détection soient des modèles au silicium et non des diodes au germanium spécifiquement prévues pour cet usage et dont la sensibilité est nettement meilleure.
La construction de l'ensemble est « extrême-orientale », c'est-à-dire pas très propre d'aspect mais efficace. Le fait de disposer du schéma et d'être en présence d'un appareil dont l'électronique est relativement simple permet d'aborder sereinement toute panne éventuelle.

CONCLUSION

Si vous manipulez des selfs et de la haute fréquence, un grid dip vous sera très utile. Point n'est besoin d'y mettre très cher et, malgré les petites critiques formulées ci-avant, le modèle que nous avons essayé aujourd'hui fera très bien l'affaire eu égard à son bon rapport qualité/prix.

C. TAVERNIER

C'est un peu la pagaille, mais ça marche. ▼

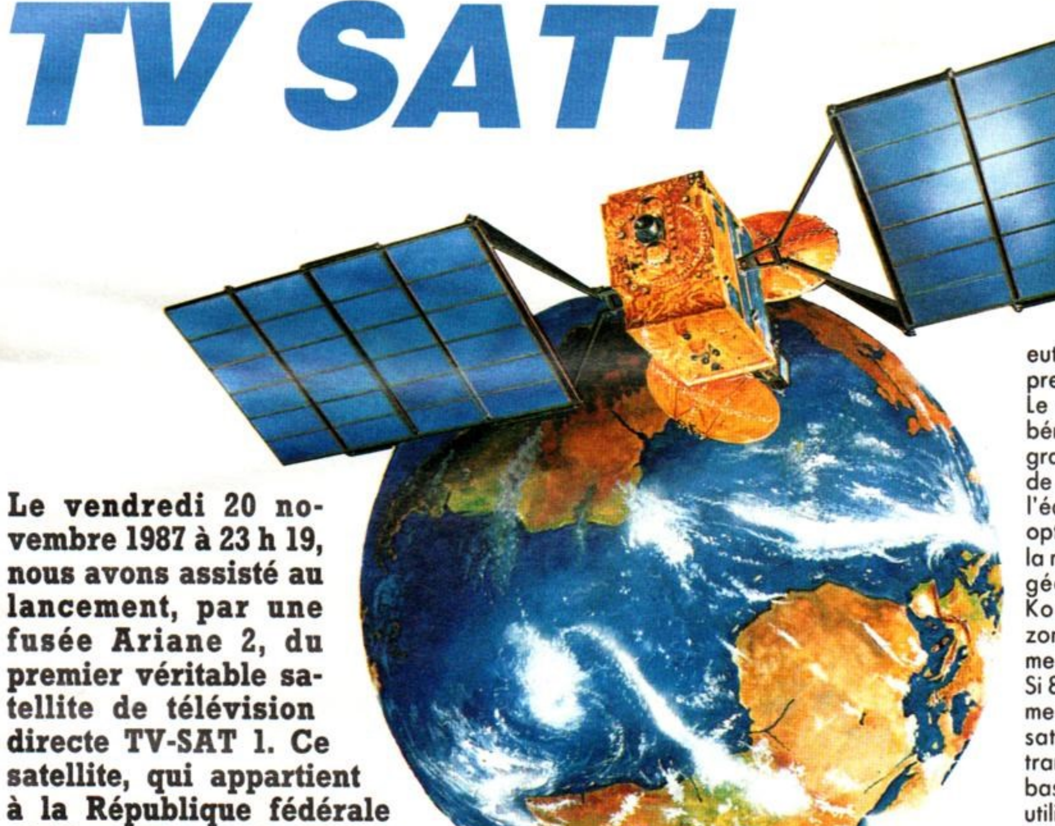




Ariane peu de temps avant son lancement, le portique a déjà été séparé de la tour ombilicale sur l'ensemble de lancement ELA 2 (photo CSG-Kourou).

LE LANCEMENT DU PREMIER SATELLITE DE TELEVISION DIRECTE

TV SAT1



TV SAT MBB-ERNO

Le vendredi 20 novembre 1987 à 23 h 19, nous avons assisté au lancement, par une fusée Ariane 2, du premier véritable satellite de télévision directe TV-SAT 1. Ce satellite, qui appartient à la République fédérale d'Allemagne, est le frère jumeau du satellite français TDF 1 qui sera lancé au mois d'avril prochain. Si le lancement a été parfaitement réussi, nous avons appris, ensuite, que l'un des deux panneaux solaires qui alimentent en énergie électrique le satellite ne s'était pas déployé. Au moment où nous écrivons ces lignes, nous ignorons si les techniciens responsables de TV-SAT 1 ont réussi à le déverrouiller. Si cette opération échouait, le satellite devrait être considéré comme perdu. Le fait que cet incident se soit déjà produit sur d'autres satellites et que la réparation ait pu être effectuée laisse de bons espoirs.

LA BASE DE LANCEMENT DE KOUROU

Le Centre spatial guyanais (C.S.G.) de Kourou a été créé par le gouvernement français en avril 1964, il est devenu opérationnel en avril 1968 avec le lancement d'une fusée sonde « Véronique » ; vinrent ensuite le programme « Diamant » et le projet « Europa » puis, le 24 décembre 1979, eut lieu le lancement de la première fusée « Ariane ».

Le centre spatial de Kourou bénéficie d'une situation géographique privilégiée à 5,23° de latitude Nord, tout près de l'équateur. Cette situation est optimale pour le lancement et la mise sur orbite des satellites géostationnaires ; de plus, Kourou est situé dans une zone épargnée par les séismes et les cyclones.

Si 80 % des missions de lancement concernent l'injection de satellites sur une orbite de transfert géostationnaire, la base de Kourou a aussi été utilisée pour des missions héliosynchrones (le satellite d'observation Spot, lancé en avril 1986) et des missions planétaires (sonde Giotto, lancée en juillet 1985, pour un rendez-vous avec la comète de Halley).

Le C.S.G. dispose actuellement de deux aires de lancement :

– ELA 1 (Ensemble de Lancement Ariane), opérationnel depuis décembre 1979, permet le lancement de fusées de types Ariane 1, 2 et 3. Un intervalle de deux mois est nécessaire entre deux lancements.

– ELA 2, opérationnel depuis mars 1986, permet le lance-

LE LANCEMENT DU PREMIER SATELLITE DE TELEVISION DIRECTE

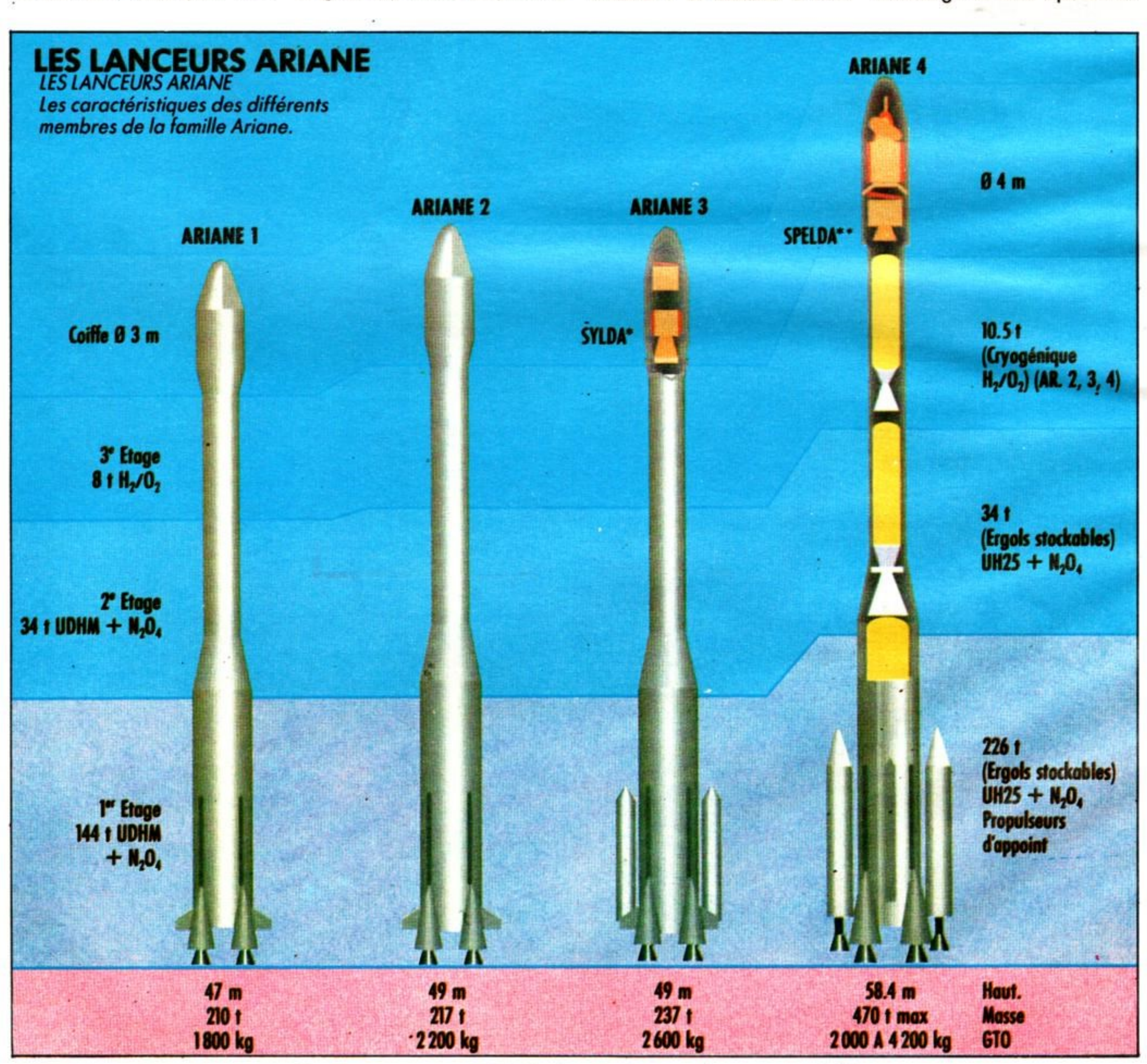
ment de fusées de types Ariane 2, 3 et prochainement 4. Cet ensemble de lancement est constitué de deux parties : une zone de préparation et une zone de lancement, reliées par une double voie ferrée de 1 km de long, sur laquelle est tirée, par un tracteur spécial, la table de lancement. Cette disposition permet de réduire à 1 mois l'intervalle entre deux lancements : une fusée peut être érigée, assemblée et contrôlée dans la première zone pendant que l'autre, sur la zone de lancement, est en état de préparation finale.

LA FAMILLE ARIANE

Le développement des lanceurs Ariane dans leurs différentes versions est réalisé par l'Agence spatiale européenne (E.S.A.) qui en confie la maîtrise-d'œuvre au Centre national d'études spatiales (C.N.E.S.) et la production, la vente et le lancement à la société Arianespace.

Ariane 1 est un lanceur à trois étages dont le programme a été décidé en décembre 1973, le premier lancement a eu lieu en décembre 1979.

Ariane 2 et Ariane 3 sont des dérivés d'Ariane 1. Ariane 3 se différencie d'Ariane 2 par deux propulseurs à poudre supplémentaires, fixés symétriquement sur la partie arrière du premier étage. Ils développent chacun une poussée d'environ 700 kN, pour un temps de combustion de 30 secondes. Ces propulseurs d'appoint sont allumés, en vol, à 11 mètres au-dessus du niveau de décollage et sont éjectés 32



* SYLDA : SYstème de Lancement Double Ariane.

** SPELDA : Structure Porteuse de Lancement Double Ariane.

secondes plus tard. Ariane 3 peut emporter deux satellites à la fois, elle est équipée du système SYLDA 4400 (SYstème de Lancement Double Ariane).

Ariane 4. Le programme de développement Ariane 4 a été décidé en janvier 1982 et le premier lancement est prévu pour dans quelques semaines. Il existera 6 versions différentes d'Ariane 4, capables de mettre sur orbite des charges utiles de 1 900 à 4 200 kg.
– Ariane 4 – AR 40 : version de base (performance : 1 900 kg).
– Ariane 4 – AR 42 P : avec deux propulseurs à poudre supplémentaires (performance : 2 600 kg).
– Ariane 4 – AR 44 P : quatre propulseurs à poudre (performance : 3 000 kg).
– Ariane 4 – AR 42 L : version de base avec en plus deux propulseurs liquides (performance : 3 200 kg).
– Ariane 4 – AR 44 LP : avec deux propulseurs à poudre plus deux propulseurs liquides (performance : 3 700 kg).
– Ariane 4 – AR 44 L : à quatre propulseurs liquides (performance : 4 200 kg).

Ces lanceurs pourront soit lancer des satellites lourds ou procéder à des lancements multiples en fonction de la coiffe utilisée, Ariane 4 dispose en effet de plusieurs coiffes de 4 mètres de diamètre et de 8,6 à 11 mètres de hauteur, disponibles en trois versions (simple, Sylda et Spelda), ce qui autorise des configurations de grande souplesse.

Ariane 5 : le développement d'Ariane 5 a été décidé en 1985. Contrairement aux modèles précédents, qui étaient dérivés d'Ariane 1, ce lanceur est de conception entièrement nouvelle, il pourra placer jusqu'à 18 tonnes en orbite basse et 6,8 tonnes en orbite géostationnaire. Une de ses versions sera utilisée pour des vols habités dans l'avion spatial Hermès.

Le premier lancement d'une fusée Ariane 5 est programmé pour 1995.

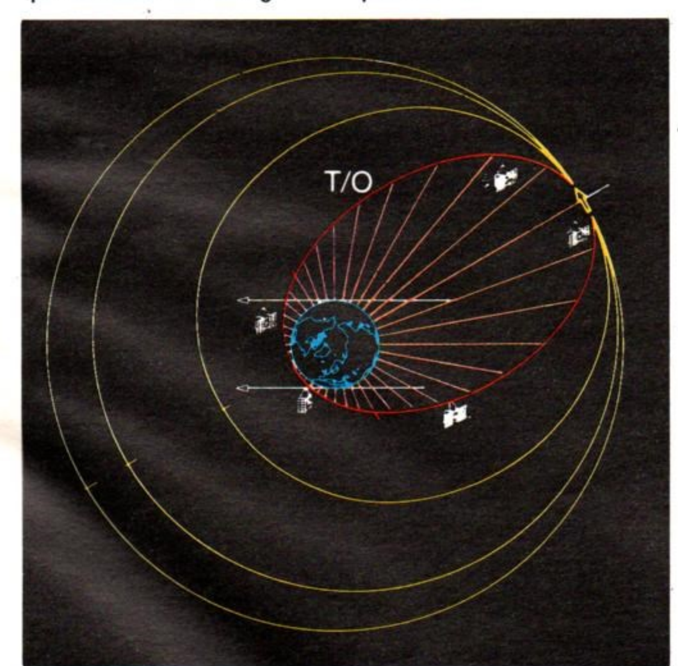


Fig. 1. – Les différentes phases de la mise sur orbite géostationnaire d'un satellite. L'allumage des moteurs d'apogée a lieu lorsque le satellite passe au point d'apogée A (doc. MBB - ERNO - TV SAT).

LE LANCEMENT DE TV-SAT 1

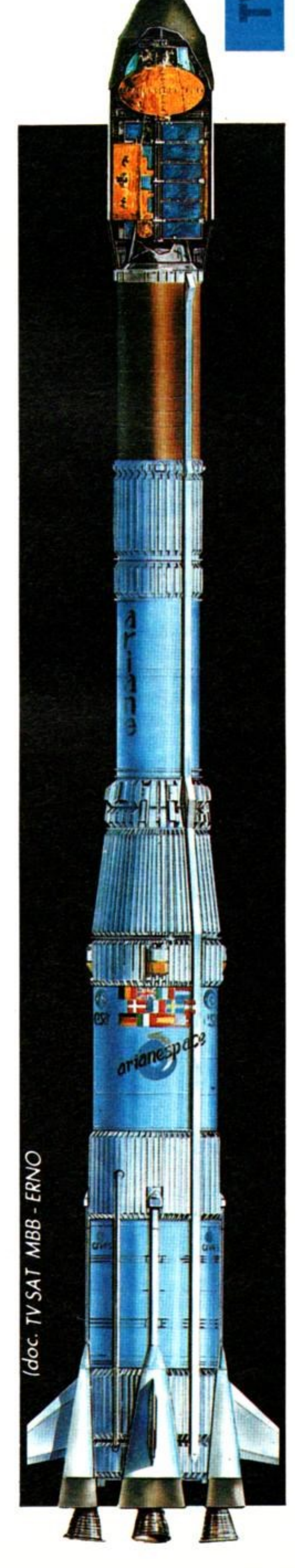
Le lancement de TV-SAT 1 a eu lieu le vendredi 20 novembre 1987 à 23 h 19, par un lanceur de type Ariane 2, à partir de l'aire de lancement ELA 2 du Centre spatial guyanais de Kourou.
Toutes les phases du lancement se sont déroulées avec une précision remarquable, respectant en tout point le plan de vol :

– à H_0 = 23 h 19 mn a eu lieu la mise à feu du 1er étage ;

puis à :

– H_0 + 3,4 s : décollage ;
– H_0 + 10,0 s : fin d'ascension verticale et début de basculement en tangage ;
– H_0 + 2 mn 22 s : séparation 1er étage ;
– H_0 + 2 mn 25 s : allumage 2e étage ;
– H_0 + 3 mn 35 s : largage coiffe ;
– H_0 + 4 mn 33 s : séparation 2e étage ;
– H_0 + 4 mn 38 s : allumage 3e étage ;
– H_0 + 6 mn 00 s : acquisition Natal ;
– H_0 + 7 mn 45 s : acquisition Ascension ;
– H_0 + 16 mn 37 s : extinction 3e étage ;
– H_0 + 16 mn 39 s : injection sur orbite visée ;
– H_0 + 17 mn 30 s : acquisition Libreville ;
– H_0 + 19 mn 19 s : séparation du satellite TV-SAT 1 ;
– H_0 + 20 mn 19 s : manœuvre d'évitement du 3e étage ;
– H_0 + 21 mn 34 s : fin de la mission Ariane Vol 20.

Quatre minutes plus tard devait avoir lieu le déploiement partiel des panneaux solaires, nous avons appris que seul l'un de ces deux panneaux s'était correctement comporté, incident qui avait déjà eu lieu sur d'autres satellites et notamment sur ArabSAT ; des manœuvres ultérieures avaient réussi à déclencher l'ouverture du panneau récalcitrant, nous espérons qu'il en sera de même pour TV-SAT 1.



(doc. TV SAT MBB - ERNO)

Il n'est pas possible d'injecter directement, avec une fusée, un satellite sur une orbite géostationnaire circulaire ; des manœuvres orbitales complexes sont nécessaires (fig. 1).

Pour un satellite de communication comme TV-SAT 1 (ou TDF 1), la trajectoire de montée du lanceur Ariane 2 a été calculée de manière à ce que le satellite s'incline sur une orbite fortement elliptique dont le point le plus proche de la Terre, le périgée, se trouve à environ 200 km et le point le plus éloigné, l'apogée, correspond à l'altitude géostationnaire de 36 000 km.

Dans le cas de TV-SAT 1 :

– le périgée visé était de 199,9 km, et le périgée atteint, après le lancement, de 199,6 km ;

– l'apogée visé était de 36 094 km, et celui atteint, de 36 136 km ;

– enfin, l'inclinaison atteinte était de 4 degrés pour 4 degrés visés. Quelle précision !

Il faut ensuite allumer à trois reprises les moteurs d'apogée du satellite pour que celui-ci atteigne la position qui lui a été allouée sur l'orbite géostationnaire : 19° de longitude Ouest.

La séquence des manœuvres est la suivante :

– 16 heures 40 minutes après le lancement a lieu la première manœuvre d'apogée. TV-SAT 1 est alors stabilisé sur ses trois axes dont l'un est dirigé vers la Terre et un autre vers l'axe de poussée, dans la direction du vol. Les moteurs d'apogée sont allumés pour une durée d'environ 60 minutes, ce qui va permettre d'élever le périgée d'environ 12 000 km.

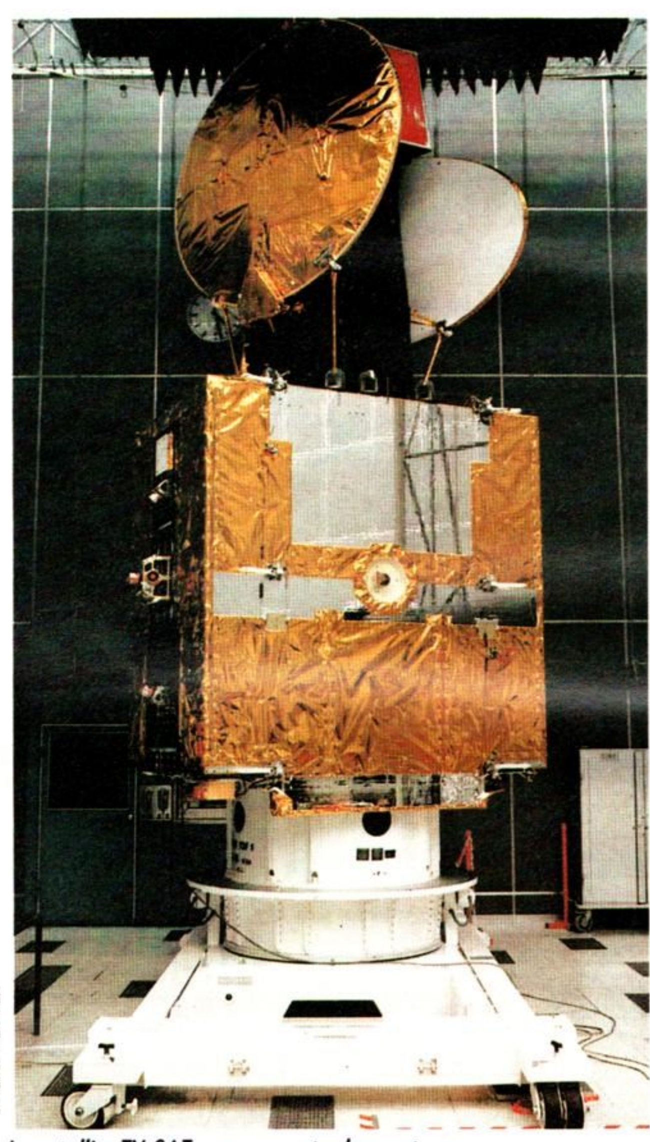
– 66 heures 20 minutes après le lancement, une seconde manœuvre orbitale a lieu, avec une combustion des moteurs d'une durée de 34 minutes, qui permet d'élever le périgée de 19 000 km supplémentaires.

Dans le cas de TV-SAT 1, cette manœuvre a dû être retardée de quelques heures, suite à un problème de liaison entre le centre de contrôle d'Oberpfaffenhofen (près de Munich) et une antenne de la NASA.

– Enfin, 134 heures après le lancement, le moteur d'apogée est pour une dernière fois mis à feu pendant quelques minutes pour amener le satellite sur une orbite de dérive, presque géosynchrone, à environ 36 000 km. L'altitude de périgée et celle d'apogée sont alors approximativement égales.

– 160 heures après le lancement a lieu l'orientation finale du satellite à partir de sa stabilisation gyroscopique. L'antenne, par laquelle seront transmis les programmes de télévision et de radio aussi bien que les données de service, peut alors être déployée.

– Il faut toutefois attendre le 24e jour après le lancement pour que le satellite atteigne son « point de rendez-vous » ; il est alors immobilisé par une petite correction de sa vitesse qui est portée à près de 10 000 km/h de façon à ce qu'il réalise une révolution complète en 24 heures.



TV SAT - DFVLR

Le satellite TV-SAT sur son poste de montage.

LE SATELLITE TV-SAT 1

Les gouvernements allemand et français ont conclu, en 1980, un accord pour la construction commune de satellites de radiodiffusion dont le programme comprend : le développement, la fabrication et le lancement de ces satellites de radiodiffusion directe.

Chaque système repose sur l'utilisation de deux satellites : les satellites allemands ont été baptisés TV-SAT, les satellites français : TDF. TV-SAT 1, qui vient d'être lancé, est le frère jumeau de TDF 1 qui le sera en avril prochain. Seules différences, l'orientation des antennes d'émission et de réception et les fréquences utilisées.

Ces satellites ont un poids total, au lancement, de 2 077 kg, et mesurent, une fois les panneaux solaires déployés, 19,23 m d'envergure, pour des dimensions en configuration de vol, de 1,65 × 2,40 m et 7,10 m de hauteur.

Le satellite est composé de cinq modules :

– le module d'antenne qui comprend notamment une antenne d'émission à haute précision qui localise la puissance d'émission sur la zone de réception avec une précision maximale ;

– le module de communication, équipé de tubes à hautes performances qui permettent une puissance d'émission de 200 W ;

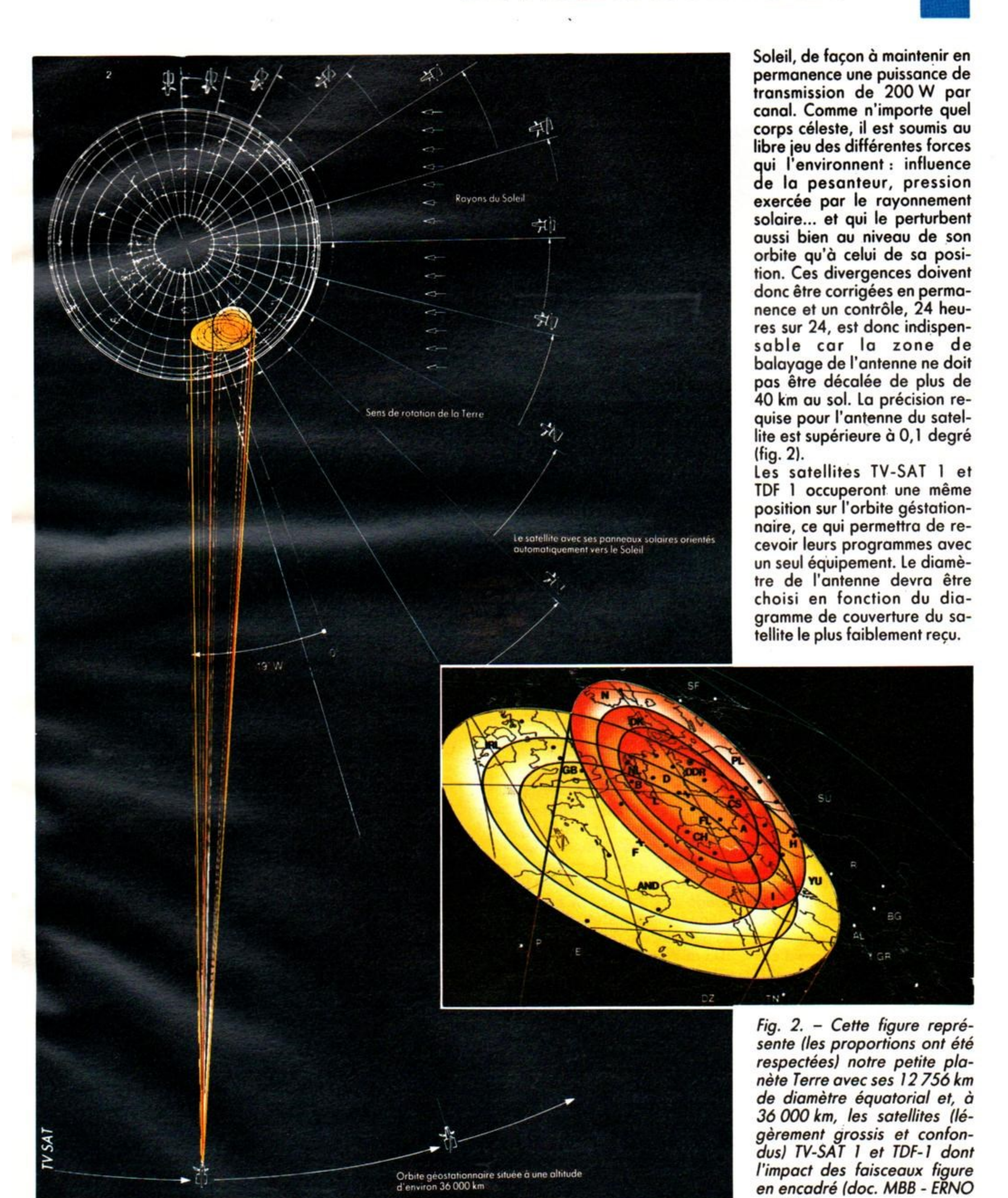
– le module de service ;

– le module de commande ;

– les générateurs solaires, ultra-légers, capables de fournir une puissance électrique de 3 kW.

TV-SAT 1 est un satellite géostationnaire dont la position orbitale est de 19° Ouest pour une altitude de 38 500 km au-dessus de l'équateur, sa vitesse est synchronisée avec celle de rotation de la Terre, il présente automatiquement ses panneaux solaires aux rayons du

LE LANCEMENT DU PREMIER SATELLITE DE TELEVISION DIRECTE



Soleil, de façon à maintenir en permanence une puissance de transmission de 200 W par canal. Comme n'importe quel corps céleste, il est soumis au libre jeu des différentes forces qui l'environnent : influence de la pesanteur, pression exercée par le rayonnement solaire... et qui le perturbent aussi bien au niveau de son orbite qu'à celui de sa position. Ces divergences doivent donc être corrigées en permanence et un contrôle, 24 heures sur 24, est donc indispensable car la zone de balayage de l'antenne ne doit pas être décalée de plus de 40 km au sol. La précision requise pour l'antenne du satellite est supérieure à 0,1 degré (fig. 2).

Les satellites TV-SAT 1 et TDF 1 occuperont une même position sur l'orbite géstationnaire, ce qui permettra de recevoir leurs programmes avec un seul équipement. Le diamètre de l'antenne devra être choisi en fonction du diagramme de couverture du satellite le plus faiblement reçu.

Fig. 2. – Cette figure représente (les proportions ont été respectées) notre petite planète Terre avec ses 12 756 km de diamètre équatorial et, à 36 000 km, les satellites (légèrement grossis et confondus) TV-SAT 1 et TDF-1 dont l'impact des faisceaux figure en encadré (doc. MBB - ERNO - TV SAT).

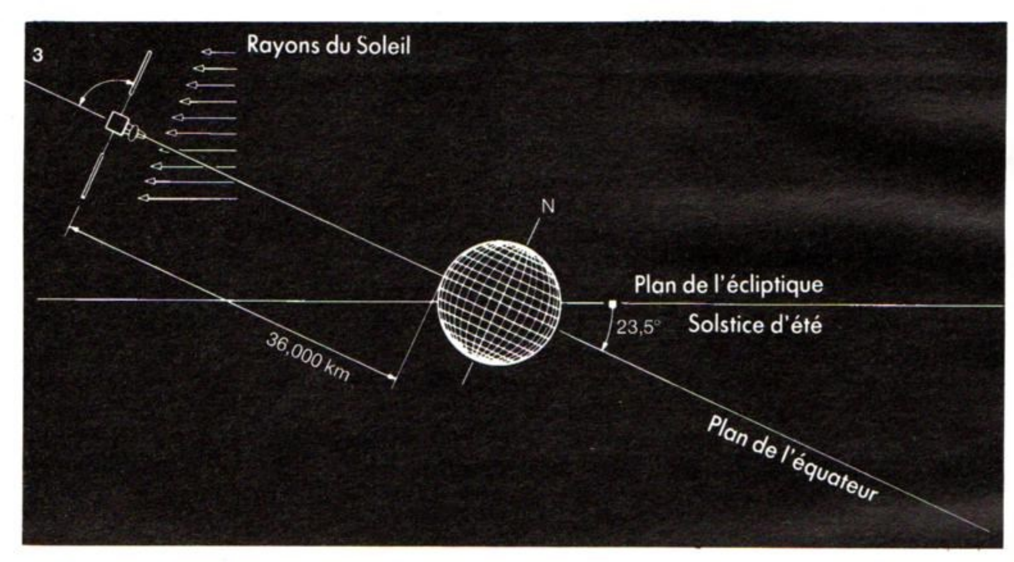
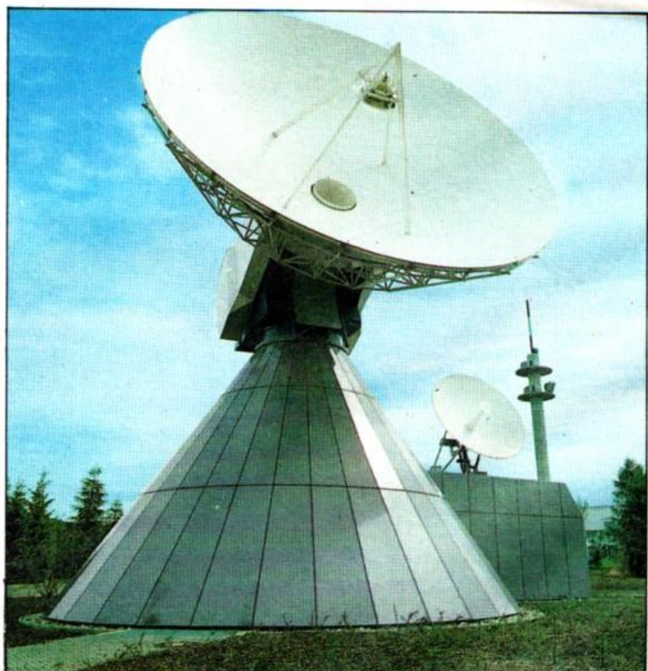


Fig. 3. – Les éclipses ont lieu lorsque l'angle formé par le plan de l'écliptique (plan de la course de la Terre autour du Soleil) et le plan équatorial varie entre 0° et 8° (doc. MBB - ERNO - TV SAT).

Comme pour tout satellite il arrive, au cours de l'année, que la Terre se trouve entre lui et le Soleil : les panneaux solaires n'étant plus éclairés, le satellite ne peut plus fonctionner normalement (fig. 3).
Ces éclipses se produisent deux fois par an, lorsque l'angle formé par le plan de l'écliptique et le plan équatorial varie entre 0 et 8 degrés. La durée de l'éclipse, qui passe progressivement de 0 à 72 minutes, atteint son maximum aux équinoxes de printemps (20 ou 21 mars) et d'automne (22 ou 23 septembre).
Lorsque cet angle varie entre 8 et 23°5, le satellite est éclairé en permanence ; l'angle de 23°5 est atteint, deux fois par an, aux solstices d'été (21 ou 22 juin) et d'hiver (21 ou 22 décembre).
Le décalage du satellite, à 19° Ouest, sur l'orbite géostationnaire permet de faire tomber ces périodes d'éclipses au milieu de la nuit, dans les premières heures du jour, de façon à ne pas gêner les émissions normales.
La puissance électrique totale de TV-SAT 1 est de 3 215 W. Sa puissance d'émission, (PIRE), de 65,5 à 65,7 dBW. au centre de la zone de couverture.
Sa capacité de transmission est de 5 canaux de 200 W, dont quatre seront utilisables simultanément et le cinquième, lors de la mise en service de TV-SAT 2 (lancement prévu en février 1990).
TV-SAT 1 utilise, en émission, trajet descendant, la bande de fréquences 11,7/12,1 GHz, en polarisation circulaire droite ; en réception, trajet montant, 17,7/18,1 GHz, en polarisation circulaire gauche et, en plus, pour la manœuvre au moment de la mise à poste et en cas d'opération d'urgence, la bande des 2 GHz, en polarisation circulaire droite.
Sa puissance surfacique est de 103 dBW par mètre carré au sol (minimum).
Le rapport porteuse/bruit (C/N) est de 14 dB pour 99 % du temps, pendant le mois le plus défavorable.
Le rapport signal/bruit (S/N) est de 45 dB pour un récepteur domestique et pour 99 % du temps, pendant le mois le plus défavorable.
La durée de vie opérationnelle, prévue initialement pour 7 ans, a été portée à 10 ans.
TV-SAT 1 est exploité et manœuvré depuis la station au sol de la Deutsche Bundespost, située à Usingen près de Francfort. Cette station est équipée de deux antennes, la première, de 13,5 m de diamètre, est utilisée pour l'envoi des programmes mais aussi pour la télésurveillance et la télécommande du satellite ; la seconde, de 4,5 mètres de diamètre, est utilisée, en redondance, pour la télécommande et la surveillance. Enfin, en cas d'urgence, une troisième antenne, située à Weilheim près de Munich et travaillant dans la bande des 2 GHz, peut être utilisée pour manœuvrer le satellite.
Pour recevoir TV-SAT 1, le diamètre de l'antenne de réception varie de 60 à 90 cm pour un équipement individuel, et de 1,20 m à 1,80 m pour une installation collective, en fonction de la situation géographique du récepteur dans la zone de couverture du satellite.

LES PROGRAMMES

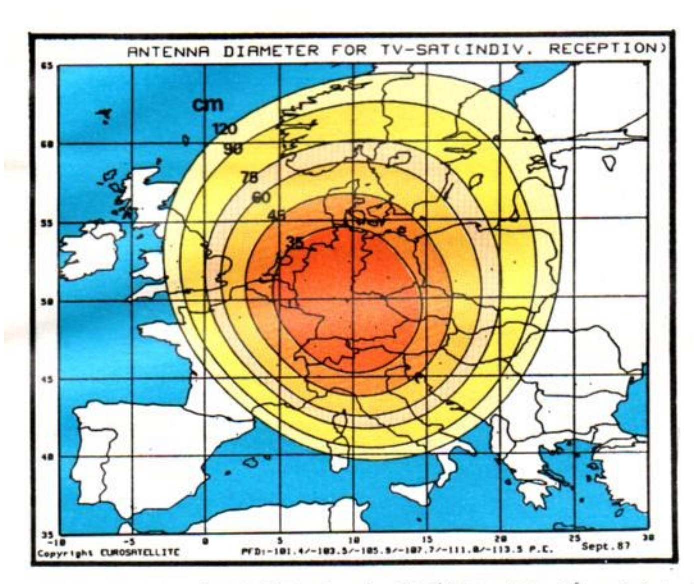
Les quatre canaux de télévision disponibles seront répar-



TV SAT - DEUTSHE BUNDESPOST

Les deux antennes de la station terrienne de la Deutsche Bundespost à Usingen. L'antenne de 13,5 m de diamètre possède 6 voies d'émission dont quatre sont opérationnelles, et deux voies d'émission de remplacement. Les amplificateurs de puissance propres à ces voies d'émission sont munis de tubes à ondes progressives de 300 W.

LE LANCEMENT DU PREMIER SATELLITE DE TELEVISION DIRECTE



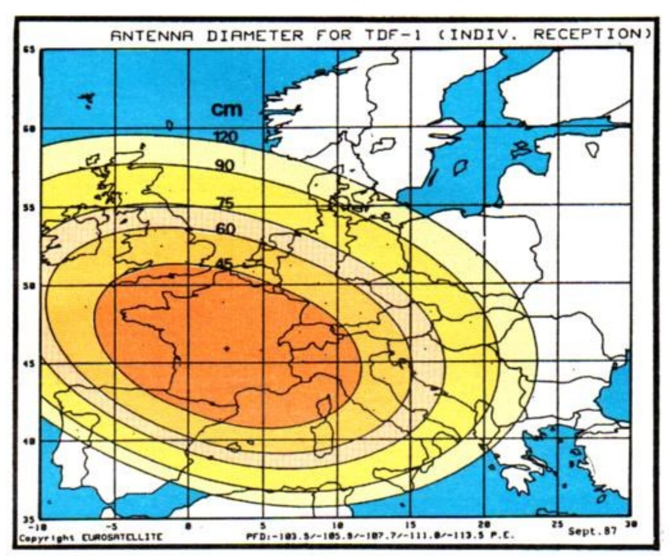


Fig. 4. – A gauche, le faisceau de TV-SAT 1, à droite, celui de TDF 1. Un habitant de Cherbourg ou de Montpellier devra, pour recevoir les émissions de TDF 1, se procurer une antenne de 45 cm de diamètre ; s'il veut, en plus, recevoir le satellite TV-SAT 1, il lui faudra une seule antenne mais de 1,20 m de diamètre. (Un Habitant de Perpignan ne pourra pas recevoir TV-SAT 1.) (Doc. Eurosatellite)

tis d'après la convention d'Etat signée entre les « Länder » de la République fédérale d'Allemagne.

– Deux canaux seront utilisés par les sociétés privées de programmes de télévision : SAT 1 et RTL.

– Le troisième canal sera utilisé par une société privée de programmes de télévision, non encore désignée.

– Le quatrième canal est mis à la disposition :

- de 18 h 00 à 01 h 00 – des stations publiques de radiodiffusion de la RFA réunies au sein de l'ARD ;
- de 01 h 00 à 18 h 00 – pour 16 programmes de radiodiffusion sonore numérique.

Bien que le satellite soit transparent, c'est-à-dire qu'il peut retransmettre des émissions de télévision quel qu'en soit le standard, c'est la norme D2-MAC qui a été choisie pour le programme TV-SAT-TDF. Rappelons que cette norme permet d'obtenir une meilleure qualité de signal, et donc d'images, grâce à une sensibilité réduite aux perturbations et, en particulier, aux variations de puissance.

Grâce, aussi, au fait que dans ce système les signaux de chrominance et de luminance sont transmis séparément. Enfin, qu'un plus grand nombre de canaux son permettra la transmission d'émissions en plusieurs langues (8 canaux audio ou 4 canaux son mono qualité HiFi, ou 2 canaux stéréo numérique).

CALENDRIER DES PROCHAINS LANCEMENTS

Lancement	Lanceur	Satellites
Vol 21 - févr. 88	AR 3	Spacenet IIIR/Geostar R01 et Telecom 1C
Vol 22 - févr. 88	AR 4	Apex 401 : Meteosat P2, Amsat et Panamsat
Vol 23 - mars 88	AR 2	Intelsat VF13
Vol 24 - avr. 88	AR 2	TDF-1
Vol 25 - mai 88	AR 3	GSTAR III/Geostar R02 et SBS 5
Vol 26 - juin 88	AR 3	ECS 5 et INSAT 1C
Vol 27 - sept. 88	AR 4	Astra 1 et Meteosat (OP) 1
Vol 28 - oct. 88	AR 2	Intelsat VF 15
Vol 29 - nov. 88	AR 4	Tele-X* et Skynet 4B
Vol 30 - janv. 89	AR 3	Olympus
Vol 31 - févr. 89	AR 4	JCSAT et DFS1
Vol 32 - mars 89	AR 2	Spot 2
Vol 33 - avr. 89	AR 4	Superbird-A et Hipparcos
Vol 34 - mai 89	AR 4	Intelsat VI F1
Vol 35 - juin 89	AR 4	Superbird-B et Inmarsat 2 F1
Vol 36 - sept. 89	AR 4	TDF-2 et DFS 2 (ou Inmarsat 2F2 ou GSTAR IV/Geostar TR1)
Vol 37 - oct. 89	AR 4	Satcom K3 et Inmarsat 2 F2 (ou DFS2 ou GSTAR IV/Geostar TR1)
Vol 38 - nov. 89	AR 4	Intelsat VI F2
Vol 39 - janv. 90	AR 4	Eutelsat IIA et Meteosat (OP) 2
Vol 40 - févr. 90	AR 4	TV-SAT 2 et GSTAR IV/Geostar TR1 (ou DFS 2 ou Inmarsat 2F2)
Vol 41 - mars 90	AR 4	Eutelsat II B et Skynet 4C (ou ERS 1)
Vol 42 - avr. 90	AR 4	Intelsat VI F3 (ou Anik E1)
Vol 43 - mai 90	AR 4	ERS 1 (ou Eutelsat IIB et Skynet 4C)
Vol 44 - juin 90	AR 4	Anik E1 (ou Intelsat VI F3)
Vol 45 - sept. 90	AR 4	Eutelsat IIC et Italsat 1
Vol 46 - oct. 90	AR 4	Satcom K4 et Geostar II
Vol 47 - nov. 90	AR 4	Anik E2
Vol 48 - janv. 91	AR 4	F.O. et Meteosat (OP) 3

LE LANCEMENT DU PREMIER SATELLITE DE TELEVISION DIRECTE

arianespace

Créée le 26 mars 1980, Arianespace est la première société commerciale de transport spatial. Ses 50 actionnaires ont pour origine 11 pays européens :
- Allemagne : 19,6 %
- Belgique : 4,4 %
- Danemark : 0,7 %
- Espagne : 2,5 %
- France : 58,48 %
- Gde-Bretagne : 3,17 %
- Irlande : 0,25 %
- Italie : 3,6 %
- Pays-Bas : 2,2 %
- Suède : 2,4 %
- Suisse : 2,7 %

Les sociétés françaises qui ont pris part à la création de la société Arianespace sont :
- Aérospatiale
- CGEE Alsthom
- Division COMSIP
- Crédit Lyonnais
- Crouzet
- Compagnie Deutsch
- Intertechnique
- Matra
- OPFI
- Paribas
- SAFT
- Société européenne de Propulsion (SEP)
- SFENA
- SFIM
- Sodeteg
- Société Financière Auxiliaire (groupe BNP)
- Valorind
- Banque Vernes et Commerciale de Paris
- et diverses personnes physiques.

Les principales missions d'Arianespace sont :
- la commercialisation des services de lancement des satellites ;
- la maîtrise d'œuvre de la production industrielle des lanceurs opérationnels Ariane, y compris leur financement ;
- la conduite des opérations de lancement depuis la base du Centre spatial guyanais de Kourou.

A la mi-septembre, Arianespace s'était vu confier le lancement de 63 satellites de 700 à 4 240 kg, fabriqués par les 12 constructeurs mondiaux.
Le succès du vol Ariane 20 le 20 novembre 1987 était le 17[e] lancement réussi. Arianespace prévoit 7 à 8 lancements en 1988 et 9 lancements en 1989 et 1990, soit la mise en orbite de 12 à 14 satellites par an.

Arianespace
Bd de l'Europe, B.P. 177
91006 Evry Cedex

esa

L'ESA a été créée par onze états membres fondateurs :

- Allemagne
- Belgique
- Danemark
- Espagne
- France
- Irlande
- Italie
- Pays-Bas
- Royaume-Uni
- Suède
- Suisse,

auxquels sont venues se joindre, le 1[er] janvier 1987 ; l'Autriche, la Norvège et la Finlande. De plus, le Canada a signé, avec l'Agence, un accord de coopération.
La mission de l'Agence est d'assurer et de développer, à des fins exclusivement pacifiques, la coopération entre Etats européens dans les domaines de la recherche et de la technologie spatiales, et de leurs applications, en vue de leur utilisation à des fins scientifiques et pour des systèmes spatiaux d'applications.
Le programme de l'ESA couvre tout l'éventail des activités spatiales. L'Agence a déjà lancé avec succès 14 satellites, dont la sonde Giotto à la rencontre de la comète de Halley. Elle participe aussi à d'autres expériences, notamment en 1983 lors de la première mission du Spacelab avec son laboratoire spatial embarqué dans la Navette, et, aujourd'hui, elle prépare activement sa participation au programme de la station spatiale internationale ; et l'avion spatial Hermès, après des études initiales menées par le CNES, est devenu un projet ESA. Enfin, son programme de lanceurs a vu le développement des lanceurs Ariane 1 à Ariane 5 et la construction de la seconde base de lancement ELA 2 à Kourou.

Agence spatiale européenne
8-10, rue Mario Nikis, 75738 Paris Cedex 5



La société Eurosatellite a été créée en 1978 pour la production des satellites de télévision directe ; satellites et équipements sont développés et fabriqués par les sociétés membres.

Répartition du capital :
Aérospatiale France : 24 %
Alcatel Espace France : 24 %
AEG Allemagne : 12 %
ANT Allemagne : 12 %
MBB Allemagne : 24 %
ETCA/ACEC Belgique : 4 %

Eurosatellite est le maître-d'œuvre des satellites de télévision directe TV-SAT 1 et TV-SAT 2 (allemands), de TDF 1 et TDF 2 (français) et de Tele-X (pays scandinaves).

Eurosatellite GmbH
Steinsdorfstrasse 13
8000 Munich 22

POUR CONCLURE

L'avantage du satellite sur les liaisons hertziennes traditionnelles tient au fait qu'un seul satellite remplace des centaines de réémetteurs au sol et qu'il diminue considérablement le nombre des zones d'ombre ; de plus, il est reçu uniformément sur toute la zone de balayage du faisceau.
Par rapport à l'Allemagne, la France compte un retard considérable dans le domaine de la transmission des émissions de télévision par câble, qui reste, dans les villes, le moyen idéal pour recevoir les émissions transmises par satellite.
Au mois d'avril prochain sera lancé le satellite TDF 1 et, fin 1988, pourront débuter les premières émissions. Pour motiver le public dans l'achat d'un équipement individuel ou collectif de réception, il faudra que les programmes retransmis par le satellite soient de qualité et ne représentent pas seulement pour le public une ou deux chaînes de plus. De la qualité des programmes dépendra le succès de la télévision par satellite, à court terme, bien sûr, car à long terme c'est inéluctable, la plupart des programmes seront relayés par satellite.

BIBLIOGRAPHIE

Documentations : M.A.N., G.H.M., AEG, Arianespace, Eurosatellite, ESA, DFVLR, Deutsche Bundespot, CNET, T.D.F., Alcatel.

LU pour vous

APPRENDRE L'ELECTRONIQUE
Fer à souder en main

J.-P. ŒHMICHEN - Editions Radio - 21 cm × 26 cm - 222 pages

Depuis sa naissance – elle n'était alors que la radio – et, au fil de ses multiples métamorphoses, l'électronique a toujours exercé une grande fascination sur les esprits curieux. C'est que, à travers ses nombreuses facettes, elle donne accès à une immense diversité d'applications, dans les domaines les plus variés. C'est aussi – malheureusement dirons-nous – qu'elle revêt, aux yeux du profane, une apparence de mystère.
Si cette dernière caractéristique s'efface évidemment dans la pensée du professionnel confirmé, on souhaiterait qu'elle disparaisse aussi, même au niveau du débutant ou du simple « hobbyiste ».



Professionnel de l'électronique, J.-P. Œhmichen s'y révèle aussi, et depuis longtemps déjà, un excellent pédagogue. Ses articles, ses livres, ont fait les délices de toute une génération d'électroniciens, en herbe ou avertis. Avec son dernier ouvrage : *Apprendre l'électronique fer à souder en main,* l'auteur entend prouver qu'un peu de théorie, et une pratique servie par l'analyse et la sériation des difficultés, peuvent élever le bricoleur copiste au rang de technicien inventif.
La démarche suivie par J.-P. Œhmichen sert parfaitement son propos. Au chapitre premier, le lecteur découvre, s'il ne les connaît pas encore, ou éclaire, s'il ne possède que des notions un peu floues, les lois de l'électricité, et notamment la très simple mais très universelle loi d'Ohm. Dès ce stade, l'expérimentation s'installe. Les mesures d'intensités continues, puis celles de tensions, conduisent à l'emploi du multimètre, en même temps qu'à la découverte de ses imperfections : chute de tension dans la fonction « ampèremètre », consommation propre en « voltmètre ». On en arrive alors, par le biais du diviseur de tension, à *l'ennemi* de tout électronicien : la résistance interne d'un générateur.
Ce premier chapitre permet la présentation du « résisteur » (néologisme cher à l'auteur) ; avec le chapitre II, on aborde deux autres composants passifs d'importance : le bobinage (donc la notion d'inductance), et le condensateur, caractérisé par sa capacité. Associés, tous deux mènent au circuit oscillant.
Des esprits superficiels clament volontiers que l'avènement, puis le développement explosif des circuits intégrés ont sonné le glas de l'électronique traditionnelle, en réduisant le travail du concepteur à un simple assemblage de boîtes noires. Il n'en est, fort heureusement, rien. Les fonctions de base (redressement, amplification...) restent les fondations de tout édifice, et nul ne peut les ignorer. Il était donc normal de consacrer un chapitre à la diode, et au transistor. Là encore, la démarche expérimentale soutient en permanence la théorie. Le lecteur est invité à tester des circuits redresseurs, à en filtrer la tension de sortie, etc. De même, il mesure le gain en courant d'un transistor, puis découvre le fonctionnement en commutation de ce composant qualifié de « royal ».
Au chapitre IV, vient l'étude de l'amplification, qui ouvre la voie aux premières véritables réalisations. Comme, de l'amplification à... l'amplificateur opérationnel, il ne restait qu'un pas à franchir, on y arrive au chapitre V, qui s'achève sur des montages destinés à compléter et améliorer un multimètre simple.
Le chapitre VI introduit l'électronique de puissance, notamment par l'étude de la régulation en tension, et la mise au point pratique d'une alimentation stabilisée.
Enfin, le dernier chapitre constitue, toujours dans la même optique, une approche des circuits logiques, vus, pour commencer, sous le biais de montages à composants discrets.
Le souci pédagogique permanent de J.-P. Œhmichen s'accompagne de préoccupations économiques auxquelles sera sensible le lecteur jeune, et souvent impécunieux. Celui-ci constatera qu'un matériel simple, et peu coûteux, suffit à toutes les expériences du livre, donc à un travail déjà sérieux.
Aux qualités nombreuses du livre de J.-P. Œhmichen, il convient d'ajouter une présentation claire, bien servie par la mise en pages, et la lisibilité des schémas. Au total, voilà une acquisition à conseiller aux jeunes de tous âges...

R. RATEAU

EMETTEUR FM POUR SON TELEVISION

A QUOI ÇA SERT ?

Ce petit émetteur FM a été conçu pour ceux qui aiment regarder la télévision tard le soir, au lit, et qui ne veulent déranger ni leur famille ni leurs voisins. Cet émetteur reçoit la modulation audio issue de la prise casque du téléviseur et la transforme en une onde modulée en fréquence, qui sera reçue sur un mini-récepteur FM muni d'une prise casque. Une formule moins onéreuse qu'une transmission par infrarouge, surtout pour un unique auditeur...

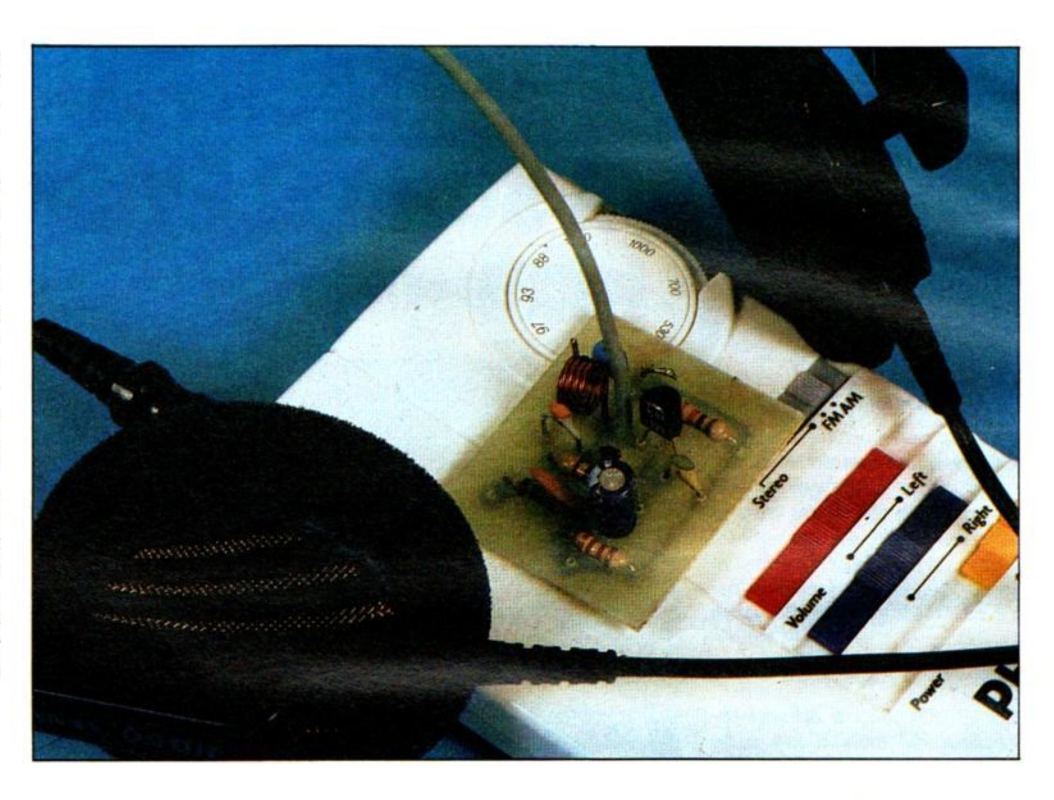
LE SCHEMA

Ce montage est très simple, il est en effet inutile de la compliquer à souhait. Nous vous avions présenté il y a quelque temps un système de micro-émetteur nettement plus complexe. Ici, la sortie casque du téléviseur peut délivrer un niveau AF suffisant, donc pas besoin d'amplification ; en outre, comme l'émetteur travaille à poste fixe, à côté du téléviseur, il ne sera pas perturbé par les effets de main, des effets qui auraient changé sa fréquence d'accord et empêché une bonne réception. Nous n'avons donc pas prévu ici d'étage amplificateur séparateur. L'antenne sera directement branchée sur le collecteur de l'oscillateur qui utilise ici un schéma très classique, le transistor T_1 est monté en base commune, la réaction étant assurée par C_5. La fréquence d'accord est déterminée par C_4, L_1, C_5, et aussi la

Fig. 1. – Schéma de principe de notre émetteur FM.

longueur de l'antenne. Ne vous étonnez donc pas de voir la fréquence changer en fonction de la position du fil d'antenne.

Nous avons installé en amont de la base du transistor un pont diviseur jouant un double rôle, celui d'un atténuateur et, par C_1, celui d'un préaccentueur dont la constante de temps est de 50 µs, le récepteur dispose du circuit de désaccentuation complémentaire. L'atténuateur est prévu pour qu'une tension d'entrée voisine de 1 V donne une excursion de fréquence de ± 75 kHz, excursion maximale que l'on peut obtenir par ce procédé. La tension d'alimentation sera de 3 à 6 V ; avec 6 V, la puissance est plus élevée qu'avec 3 V et le bruit de fond en réception sera moins élevé.

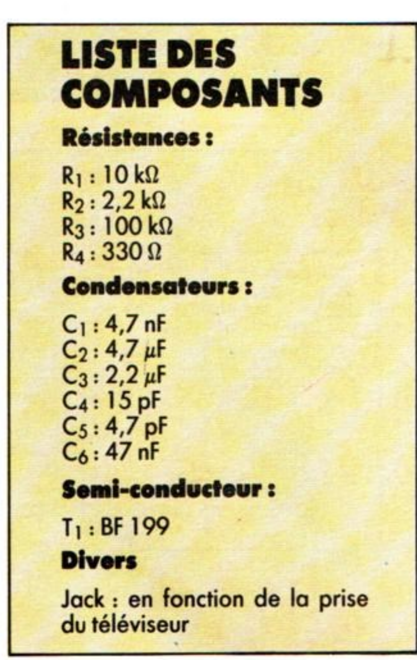




REALISATION

Un petit circuit imprimé rassemble tous les composants. Le plus difficile, ici, est la réalisation de la self : elle est réalisée à l'aide d'un fil de cuivre émaillé de 0,6 mm de diamètre bobiné sur un foret de 5 mm de diamètre (4 spires). Le condensateur d'accord est fixe et permet d'avoir une fréquence d'accord de l'ordre de 96 MHz lorsque les spires sont serrées. Si vous habitez à proximité d'un émetteur de fréquence proche de celle de ce mini-émetteur, vous pourrez écarter les spires pour augmenter la fréquence d'émission et vous retrouver dans une zone moins perturbée.

L'entrée audio sera raccordée à la sortie casque du téléviseur par un câble terminé par une prise jack ou autre. Le taux de modulation sera ajusté par le potentiomètre de volume du téléviseur.



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances :

R_1 : 10 kΩ
R_2 : 2,2 kΩ
R_3 : 100 kΩ
R_4 : 330 Ω

Condensateurs :

C_1 : 4,7 nF
C_2 : 4,7 µF
C_3 : 2,2 µF
C_4 : 15 pF
C_5 : 4,7 pF
C_6 : 47 nF

Semi-conducteur :

T_1 : BF 199

Divers

Jack : en fonction de la prise du téléviseur

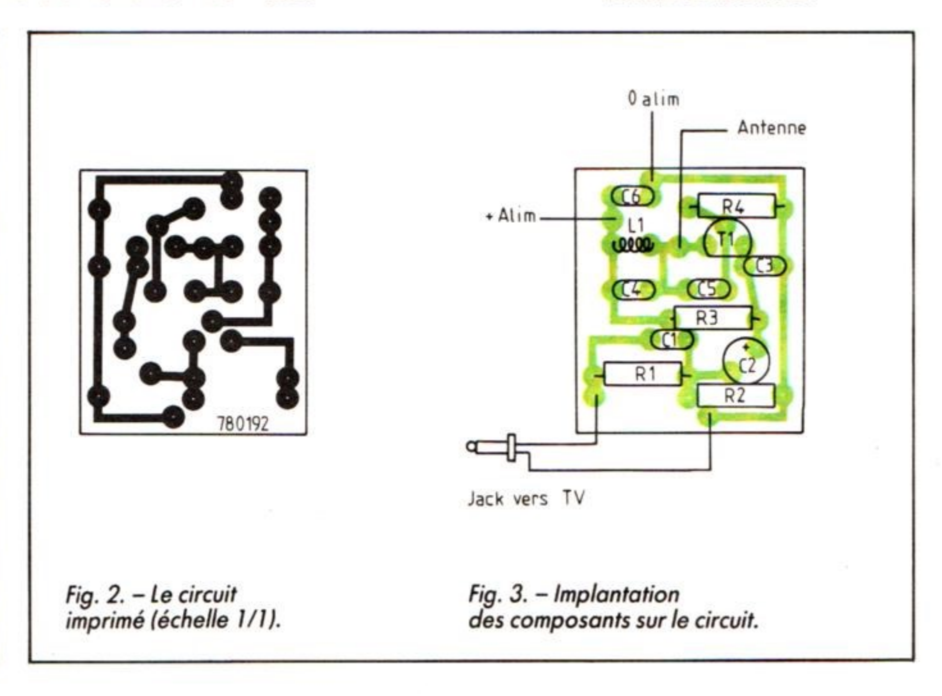


Fig. 2. – Le circuit imprimé (échelle 1/1).

Fig. 3. – Implantation des composants sur le circuit.



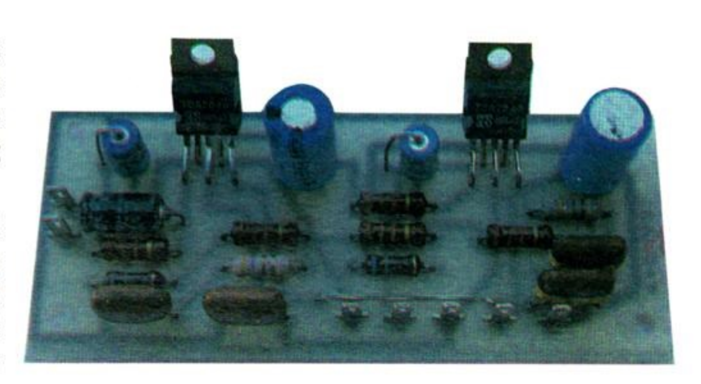


UN AMPLI HIFI DE 30 WATTS

Si les amplificateurs de puissance intégrés étaient, il y a quelques années, des circuits fragiles et peu performants, ce n'est plus le cas aujourd'hui, d'autant que ce domaine est en constante progression.

L'utilisation classique de ces boîtiers est connue de tous les amateurs puisqu'on les rencontre dans de nombreux autoradios et boosters auto, mais bien peu de monde sait qu'ils permettent, à moindre coût, de réaliser des amplificateurs de puissance méritant le qualificatif de haute fidélité et délivrant une puissance très largement suffisante pour de nombreuses installations.

La réalisation que nous vous proposons aujourd'hui est un exemple de ce type d'utilisation puisque, avec deux classiques TDA 2040, nous allons faire un amplificateur de 30 W efficaces à moins de 0,5 % de distorsion.



LE SCHEMA

Le TDA 2040, mis sur le marché il y a déjà quelques années par le spécialiste de ce type de produit qu'est SGS Ates, est un amplificateur intégré présenté en boîtier pentawatt (boîtier TO 220 à 5 pattes) capable de supporter jusqu'à 40 V de tension d'alimentation et de délivrer 4 A à une charge.
Alimenté sous 32 V et utilisé seul, il est déjà capable de débiter 22 W efficaces sur 4 Ω avec moins de 0,5 % de distorsion.
Le circuit est évidemment protégé contre les absences de charge, les courts-circuits en sortie et les échauffements excessifs. Sa bande passante s'étend du continu à 100 kHz à – 3 dB, tandis que sa distorsion harmonique totale n'est que de 0,08 % sur toute la plage de fréquence 40 Hz-15 kHz et de 0,1 à 10 W de puissance de sortie. Bien des amplis conventionnels sont loin de pouvoir en faire autant.
Comme nous souhaitions disposer d'un peu plus de 22 W, nous avons adopté un montage en pont de 2 TDA 2040 qui permet, alimenté sous + et – 16 V seulement, de disposer de plus de 30 W efficaces. Le TDA 2040 du haut de la figure 1 est monté en amplificateur classique dont le gain est fixé par le rapport R_2/R_1.
L'amplificateur de la partie basse de la figure est monté en déphaseur de puissance de gain unité. Il prélève en effet la tension de sortie du pre-

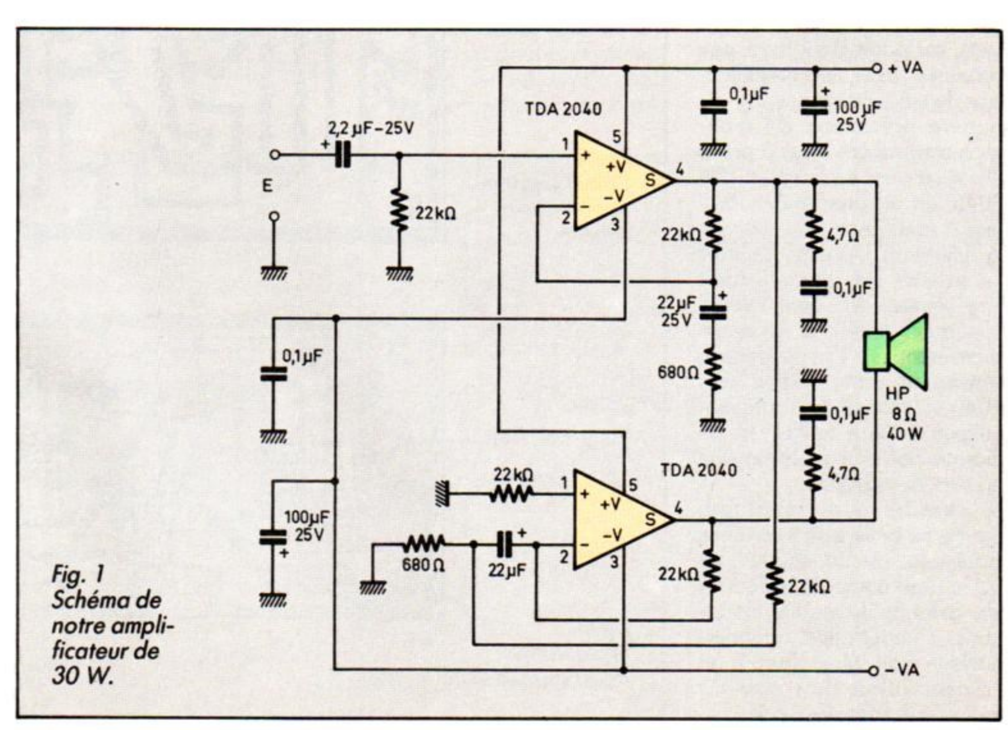
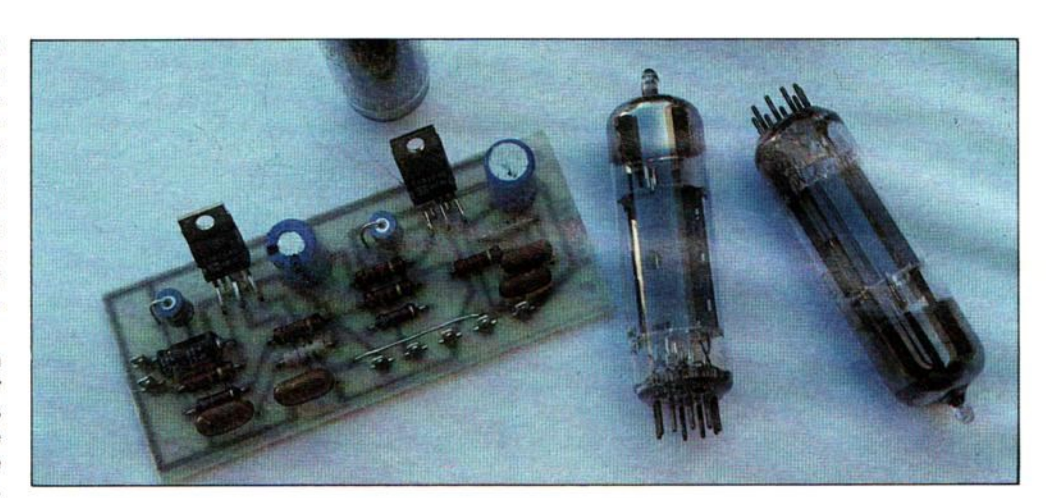


Fig. 1 Schéma de notre amplificateur de 30 W.

mier ampli qu'il ajoute à sa propre tension de sortie. Le résultat de l'opération est envoyé sur son entrée inverseuse et doit nécessairement être nul puisque son entrée non inverseuse est mise à la masse. Pour peu que les deux résistances de 22 kΩ qui réalisent la sommation soient d'égale valeur, le fonctionnement est parfait.

Théoriquement, le montage en pont du haut-parleur permet de disposer à ses bornes d'une tension de sortie double par rapport à celle délivrée par un seul ampli et, donc, d'une puissance quadruple. En réalité, du fait de l'augmentation du courant qui en résulte dans les amplis et de la limitation de celui-ci à 4 A dans le TDA 2040, une puissance (seulement) double de celle fournie par un seul ampli est atteinte, ce n'est déjà pas mal !



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs	**Résistances 1/2 ou 1/4 W**	**Condensateurs**
2 × TDA 2040	5 %	4 × 0,1 µF mylar
	2 × 4,7 Ω	1 × 2,2 µF 25 V
Divers	2 × 680 Ω	2 × 22 µF 25 V
Radiateur pour les TDA 2040	5 × 22 kΩ	2 × 100 µF 25 V

LE MONTAGE

Il est évident qu'avec un schéma aussi simple, le circuit imprimé ne pouvait qu'être petit, au point de « faire peu sérieux » pour un amplificateur de cette puissance.

Aucune précaution de montage particulière n'est à prendre si ce n'est de fixer les TDA 2040 sur un généreux radiateur si vous ne voulez pas voir la limitation thermique entrer en action ! Ce radiateur doit être commun aux deux circuits afin qu'ils soient à la même température. En revanche, comme la patte 3 des TDA 2040 est reliée à la partie métallique de leur boîtier, le radiateur doit être isolé de tout le reste du montage.

La sensibilité du montage, pour qu'il délivre sa puissance maximale, est de 480 mV, ce qui le rend compatible de tous les préamplificateurs classiques. L'impédance du haut-parleur doit être de 8 Ω et l'alimentation doit pouvoir fournir 2 A sous +/− 16 V.

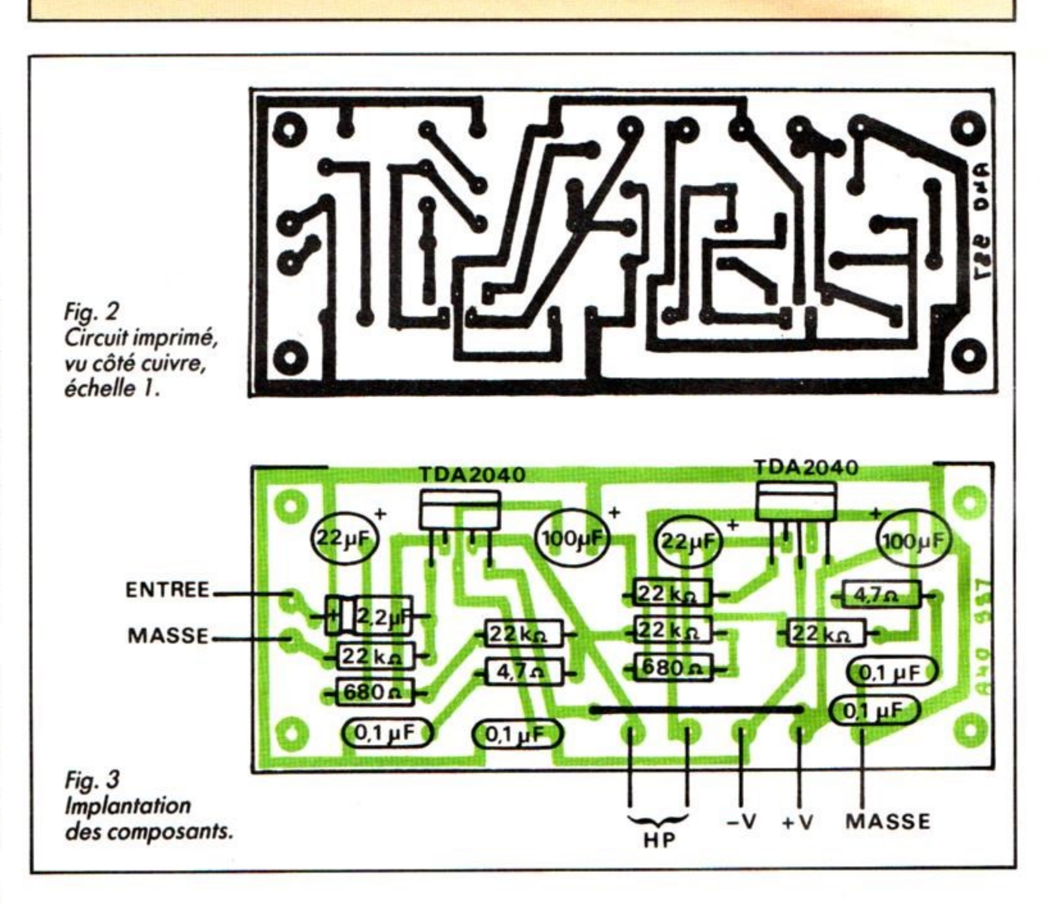


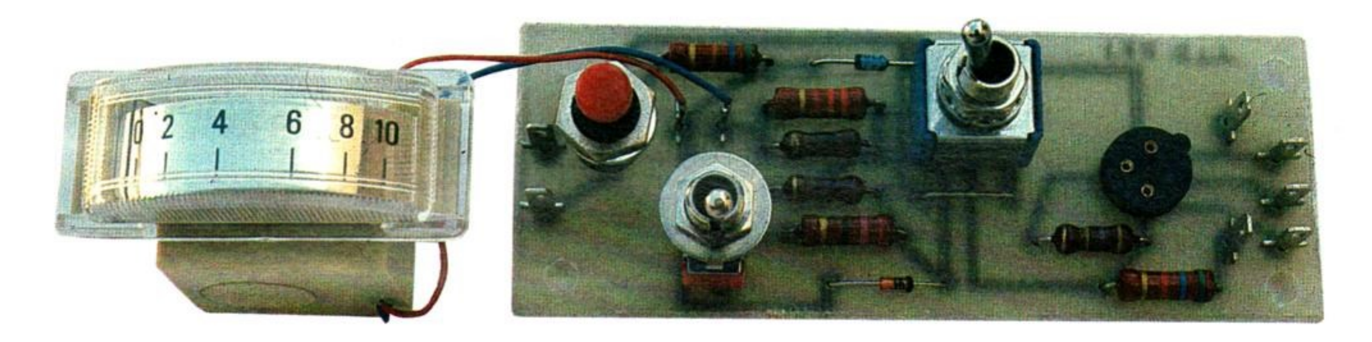
Fig. 2
Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3
Implantation des composants.





UN TESTEUR DE TRANSISTORS ET DIODES



Bien que le développement sans cesse croissant des circuits intégrés tende à diminuer son emploi, le transistor reste encore l'élément essentiel de nombreuses réalisations. Il n'est plus fragile comme autrefois, bien sûr, mais il est encore relativement facile de le faire passer de vie à trépas. En outre, si un simple contrôle à l'ohmmètre permet de s'assurer de l'état de ses jonctions, il ne renseigne en rien sur le paramètre fondamental qu'est son gain en courant.

A QUOI ÇA SERT ?

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui, d'un prix de revient dérisoire, permet de tester en quelques secondes tous les transistors bipolaires et les diodes. Il renseigne évidemment sur l'état de ces derniers mais, en plus, il indique avec une précision suffisante quel est le gain en courant.

En ce qui concerne les diodes, le test est plus sommaire puisqu'il se limite à une vérification de l'état et à une estimation du courant de fuite inverse lorsque celui-ci atteint des valeurs trop importantes.

LE SCHEMA

L'alimentation est assurée par une simple pile de 9 V et n'est mise en fonction que pendant les quelques secondes que dure la mesure en appuyant sur le poussoir test. Cette tension est stabilisée à 5,6 V par une Zener.

Le transistor sous test est alimenté via un double inverseur PNP-NPN permettant de choisir la polarité sans avoir à déplacer de connexion. Une résistance de 470 kΩ lui injecte un courant de base de 10 µA environ, et le courant collecteur résultant est mesuré par un galvanomètre. Un modèle miniature de 100 µA de déviation totale est utilisé et, grâce à des résistances shunts, on amène sa sensibilité à 1 mA pleine échelle lorsque le commutateur 1 000-100 est sur 100. Sa graduation correspond alors

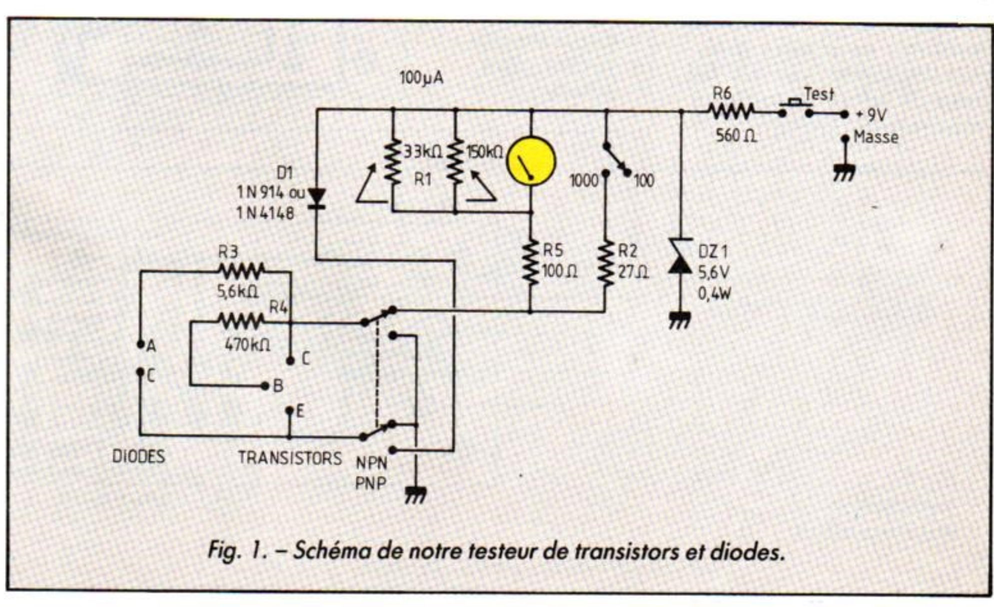
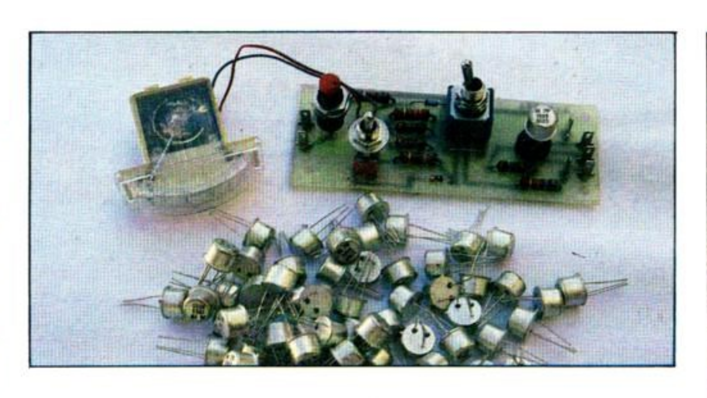


Fig. 1. – Schéma de notre testeur de transistors et diodes.

à un gain en courant du transistor compris entre 0 et 100.
Lorsque le commutateur 100-1 000 est sur 1 000, la sensibilité du galvanomètre est réduite à 10 mA pleine échelle, et sa graduation correspond alors à une plage de gain de 0 à 1 000.
Comme la mesure est linéaire, il est inutile de modifier l'échelle graduée du galvanomètre. Il suffit de multiplier les chiffres figurant sur celle-ci par 10, 100 ou 1 000 afin de correspondre à l'une des deux plages de gain choisies.
Pour ce qui est des diodes, le test est plus simple puisque, en manœuvrant le commutateur PNP-NPN, on constate la conduction dans un sens et pas dans l'autre. Le galvanomètre (commutateur en position 100) permet de mesurer le courant inverse mais, vu la faible valeur de celui-ci, une indication ne sera lisible que pour les plus mauvaises diodes ou pour les modèles de très forte puissance dont le courant inverse est relativement élevé.

LE MONTAGE

Tous les composants sont montés sur un seul circuit imprimé, interrupteurs compris. Un support est prévu pour les transistors en boîtiers à fils ; pour les autres, des fils fins munis de pinces crocodile miniatures feront l'affaire.



La seule adaptation que vous pourrez avoir à réaliser concerne le galvanomètre. Les valeurs de résistances indiquées sont pour un 100 µA de 1,3 kΩ de résistance interne. Si ce n'est pas votre cas, recalculez R_1 et R_2 avec les formules ci-après, où R_g est la résistance interne de votre galva et Ig sa sensibilité exprimée en milliampères :

$R_1 = R_g \times I_g / (1 - I_g)$

et $R_2 = 11 + R_g \times I_g / 9$

Remarquez que, dans notre cas, R_2 n'est pas une valeur normalisée, ce qui explique la mise en parallèle de deux résistances « standard » pour la réaliser.
Vu la précision très relative du gain en courant d'un transistor, il est inutile de prendre des résistances à 1 % et un galvanomètre de haute précision. La mesure est plutôt une estimation, car le gain en courant dépend de nombreux paramètres d'utilisation du transistor, et le connaître à mieux que 20 % près est tout à fait inutile.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

Dz1 : Zener 5,6 V 0,4 W (par ex. BZY88C5V6)
D_1 : 1N914 ou 1N4148

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 144 Ω (voir texte)
R_2 : 25 Ω (voir texte)
R_3 : 5,6 kΩ
R_4 : 470 kΩ
R_5 : 100 Ω
R_6 : 560 Ω

Divers

1 commutateur 2 circuits 2 positions
1 commutateur 1 circuit 2 positions
1 poussoir contact en appuyant
1 galvanomètre 100 µA, 1,3 kΩ de résistance interne
1 support de transistor

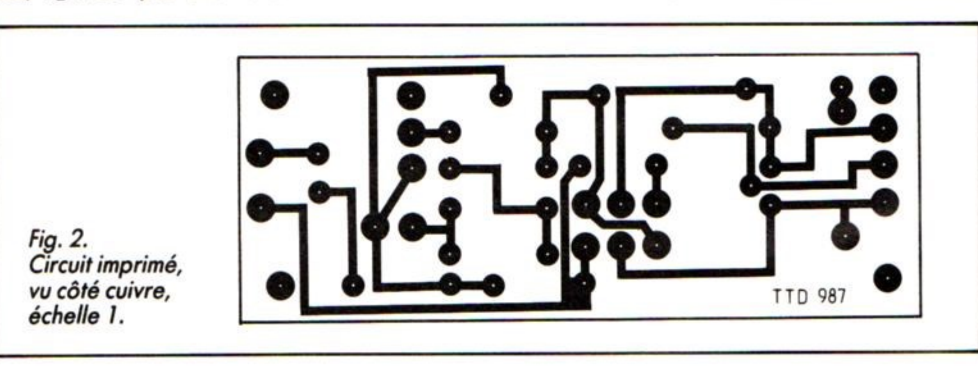


Fig. 2. Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

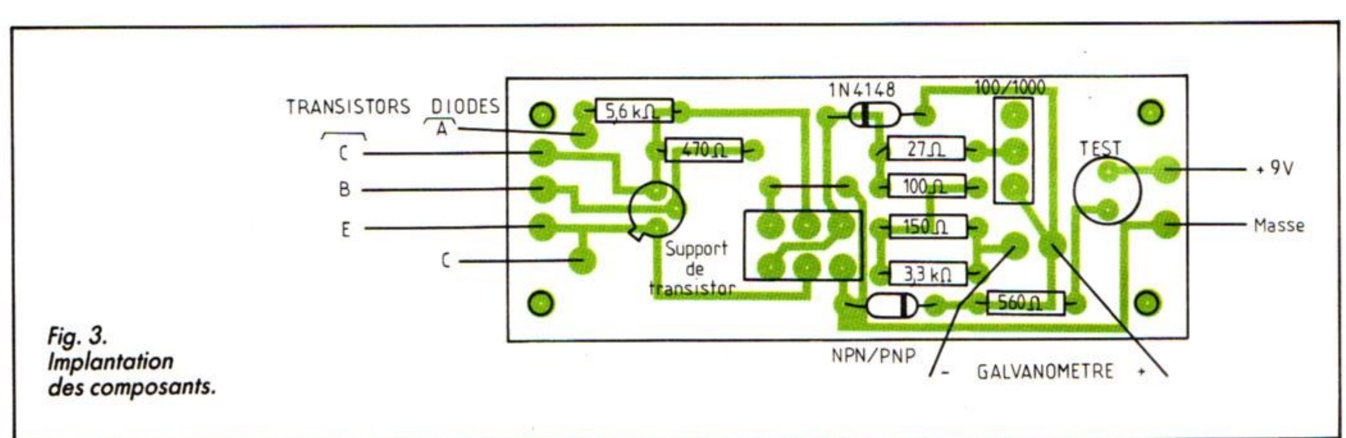
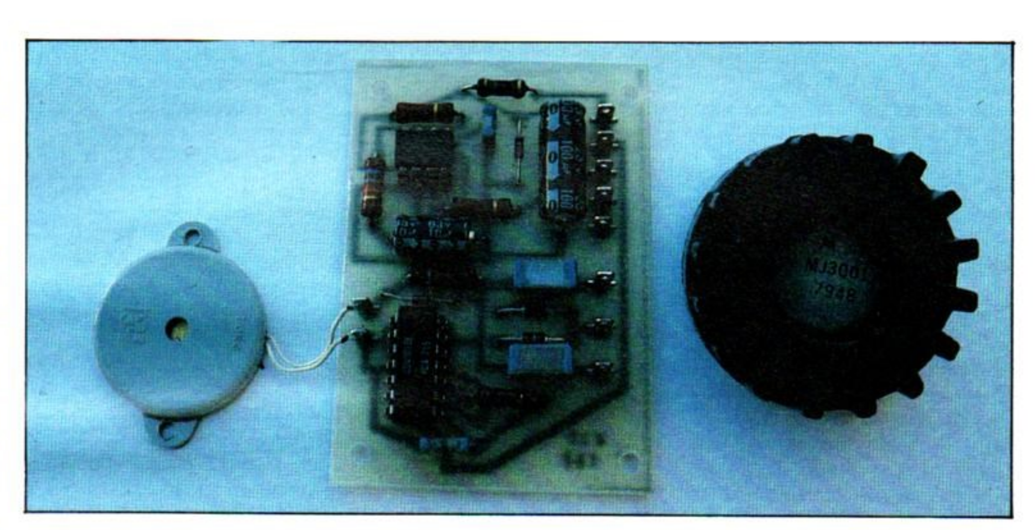


Fig. 3. Implantation des composants.

UNE CENTRALE CLIGNOTANTE ELECTRONIQUE POUR VOITURE

Malgré la part de plus en plus grande prise par l'électronique en automobile, que ce soit pour la sécurité avec le freinage ABS ou pour améliorer le rendement du moteur avec l'allumage cartographique ou l'injection électronique, il reste encore un certain nombre de fonctions confiées à des dispositifs électro-mécaniques. La centrale clignotante appartient à cette dernière catégorie sur de très nombreux véhicules. Elle fonctionne bien et est relativement fiable mais, vu son prix de vente en pièce détachée, nous avons préféré en réaliser une version toute électronique lorsque nous avons dû la remplacer sur notre voiture.



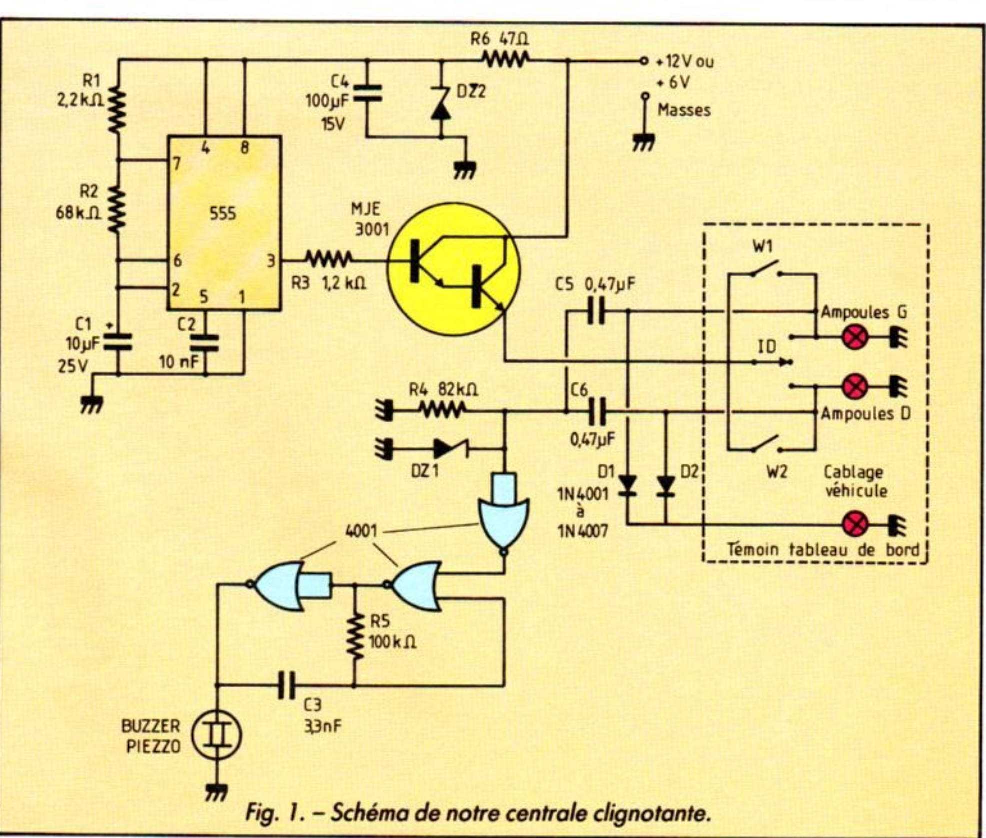


Fig. 1. – Schéma de notre centrale clignotante.

A QUOI ÇA SERT ?

Compte tenu de la vocation du montage, qui est de pouvoir remplacer aussi simplement que possible une centrale clignotante automobile

standard, il fallait résoudre trois problèmes principaux.
– La génération d'un bruit de rappel, produit naturellement par la centrale électromécanique, mais pas par un montage électronique, bien sûr.
– Le pilotage du témoin du tableau de bord.
– La fourniture d'une puissance de coupure suffisante pour supporter toutes les ampoules en mode « warning » (cela demande tout de même 7 A sur la majorité des voitures).
Le schéma que nous avons adopté donne satisfaction sur tous ces points.

LE SCHEMA

Le cœur du montage est un classique 555 dont le courant de sortie est amplifié par un Darlington de puissance capable de commuter 10 A. Le pilotage du ou des témoins du tableau de bord est réalisé grâce à deux diodes montées en porte logique OU à partir des deux commandes de clignotants possibles.
La génération du « bruit » est assurée par un petit oscillateur réalisé autour d'un circuit logique C.MOS qui commande un buzzer piézoélectrique. Pour ne le déclencher que pendant des instants très brefs, synchrones de l'allumage des ampoules, une cellule différenciatrice R-C est constituée au moyen des condensateurs de 0,47 µF et de la résistance de 82 kΩ.
Comme le circuit électrique d'une voiture est le siège de violentes surtensions, deux diodes Zeners assurent la protection du montage. L'une d'elles, limite d'alimentation du 555 tandis que l'autre protège l'entrée du circuit C.MOS.
Compte tenu de sa technologie, la vitesse de clignotement de ce montage est évidemment indépendante du nombre d'ampoules connectées, puisqu'elle est fixée exclusivement par le 555. Ce n'est pas toujours le cas des centrales électromécaniques.

LE MONTAGE

Tous les composants prennent place sur un circuit imprimé, à l'exception du Darlington qui doit être monté sur un radiateur, et du buzzer, qu'il faut placer devant des découpes faites dans le boîtier qui recevra l'ensemble.
Vu la petite taille du CI, il trouvera sa place sans problème sous le tableau de bord de tous les véhicules, ce qui est d'ailleurs le meilleur emplacement, tant au plan de l'environnement que pour celui du câblage sur le commutateur des clignotants.
Quelques adaptations à vos goûts personnels peuvent être faites avec, par exemple :
– la modification de la fréquence du « bruit » par action sur le 3,3 nF ;
– la modification de l'amplitude et de la durée du « bruit » par action sur les 0,47 µF et (ou) la résistance de 82 kΩ ;
– la modification de la vitesse de clignotement par action sur le condensateur de 10 µF et (ou) la résistance de 68 kΩ ;
– l'utilisation en 6 V par remplacement des Zeners 12 V par des Zeners 6,8 V et de la résistance de 1,2 kΩ par une 680 Ω.
Le fonctionnement du montage est immédiat, et ne pose aucun problème à long terme pour peu qu'il ait été solidement installé sur le véhicule.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

1 × 555 (n'importe quel type)
1 × 4001 C.MOS
1 × MJE 3001 ou équivalent
D_1, D_2 : 1N4001 à 1N4007
Dz_1, Dz_2 : Zeners 12 V 0,4 W (par ex. BZY88C12)

Résistances 1/2 W 5 ou 10 %

R_1 : 2,2 kΩ
R_2 : 68 kΩ
R_3 : 1,2 kΩ
R_4 : 82 kΩ
R_5 : 100 kΩ
R_6 : 47 Ω

Condensateurs

C_1 : 10 µF/15 V
C_2 : 10 nF
C_3 : 3,3 nF
C_4 : 100 µF/15 V
C_5 : 0,47 µF céramique ou mylar
C_6 : 0,47 µF céramique ou mylar

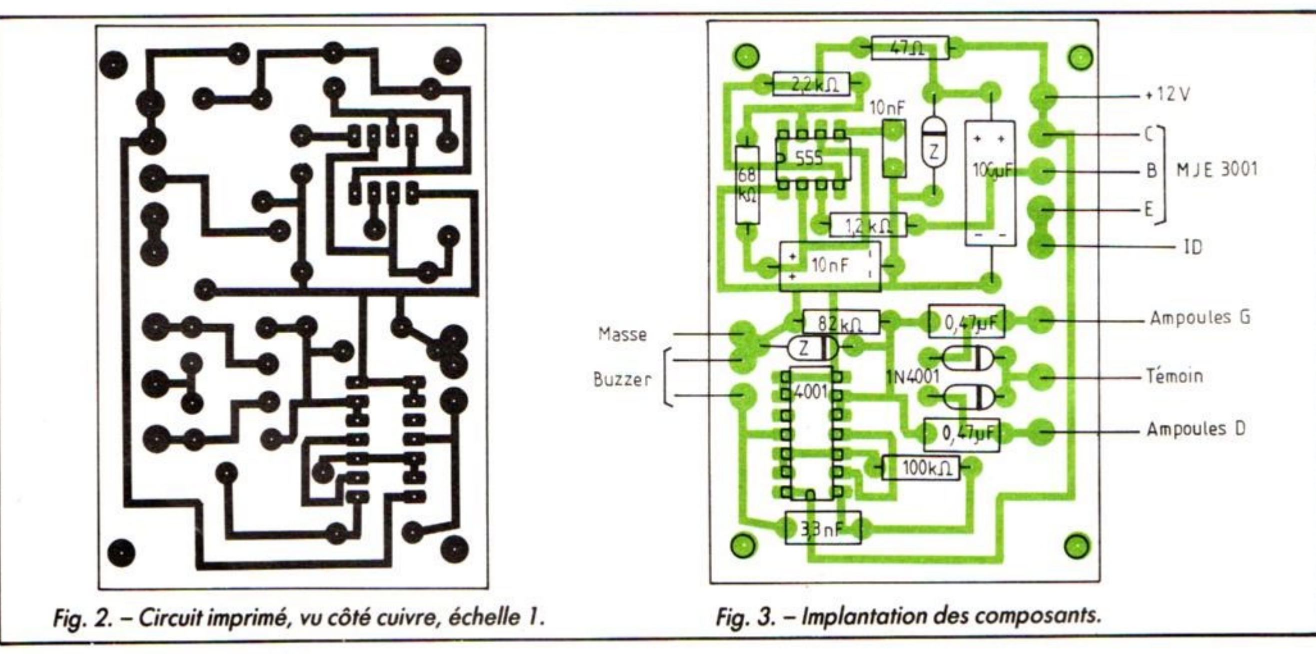


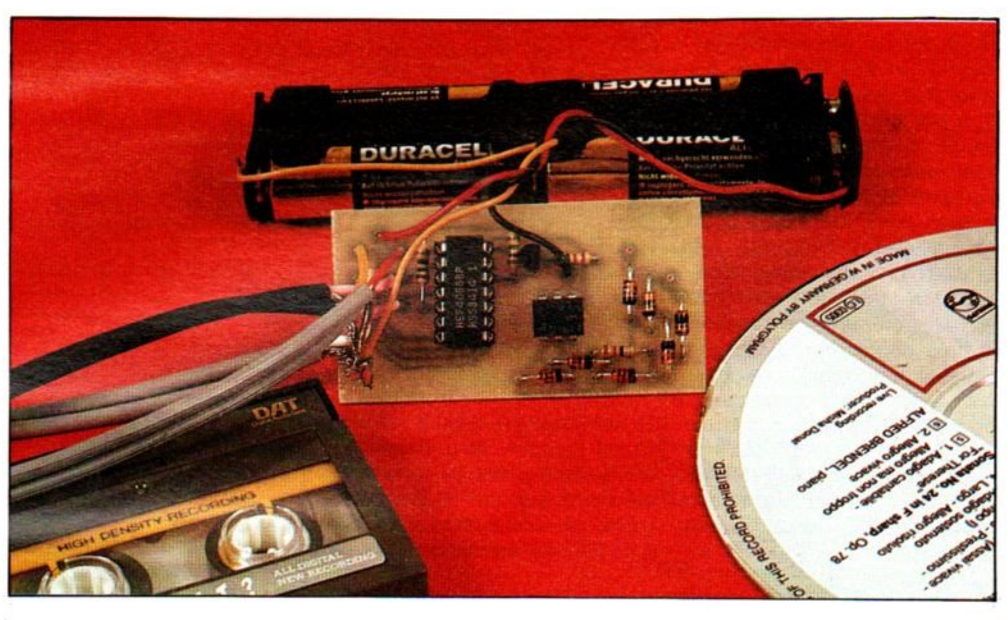
Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 3. – Implantation des composants.

COMMUTATEUR AF AUTOMATIQUE

A QUOI ÇA SERT ?

Ce commutateur est destiné à augmenter le nombre des entrées d'une chaîne HiFi. Par exemple, un ampli-tuner ou une radiocassette. L'automatisme, c'est ici la commutation commandée par la source, une façon commode d'agir sans modifier l'amplificateur : la commutation audio a lieu dès que l'on commande ou que l'on coupe la source secondaire, l'autre restant prioritaire...



LE SCHEMA

Il se compose de deux parties : un détecteur et un commutateur. Le principe de base consiste à détecter la consommation d'un appareil lorsqu'il est sous tension, le courant allume la diode électroluminescente d'un photocoupleur dont le transistor commande la commutation. Le courant passe par un pont redresseur dont la branche continue comporte la diode LED du photocoupleur. Elle est associée à trois diodes qui interviendront lorsque la consommation dépassera une trentaine de milliampères. La résistance R_1 limite le courant de commande du photocoupleur à 60 mA. La consommation de l'appareil pourra atteindre 1 A ou descendre très bas.

La commutation audio est assurée par un CD 4066 monté en double inverseur. Les entrées de commande des portes reçoivent une tension en opposition de phase, et comme le circuit CMOS bénéficie d'une très haute impé-

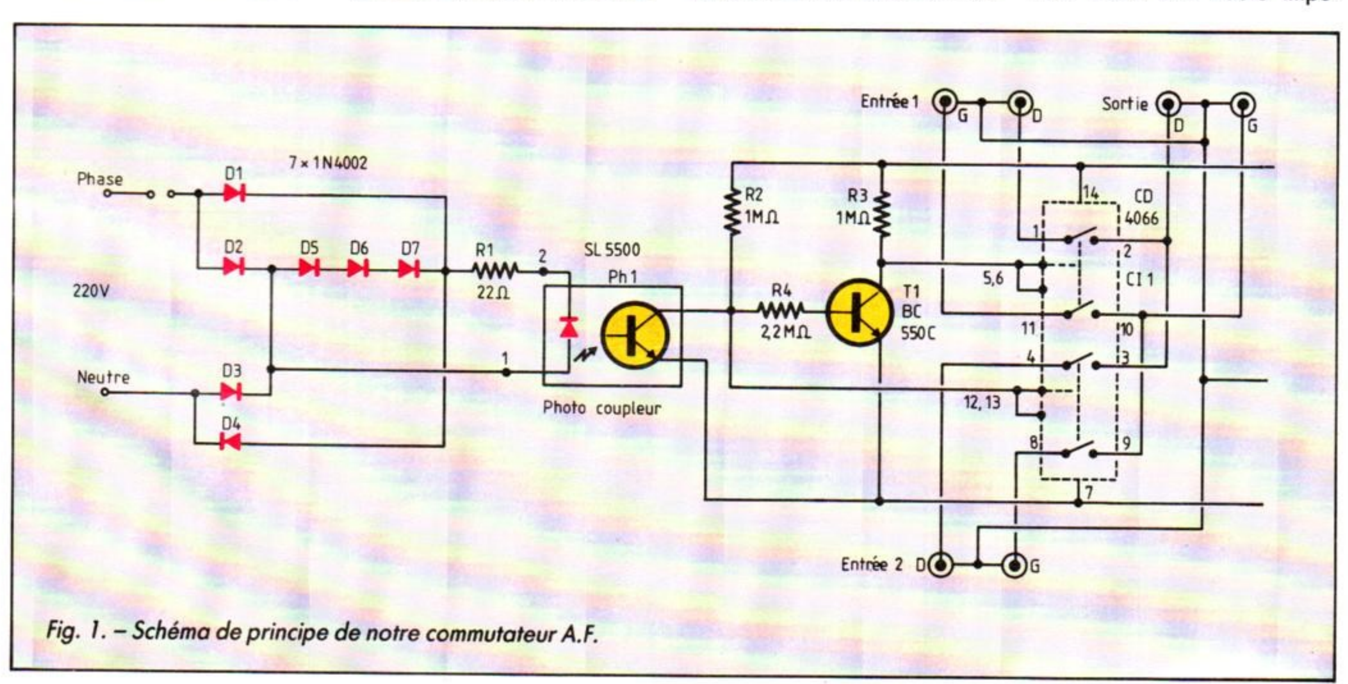
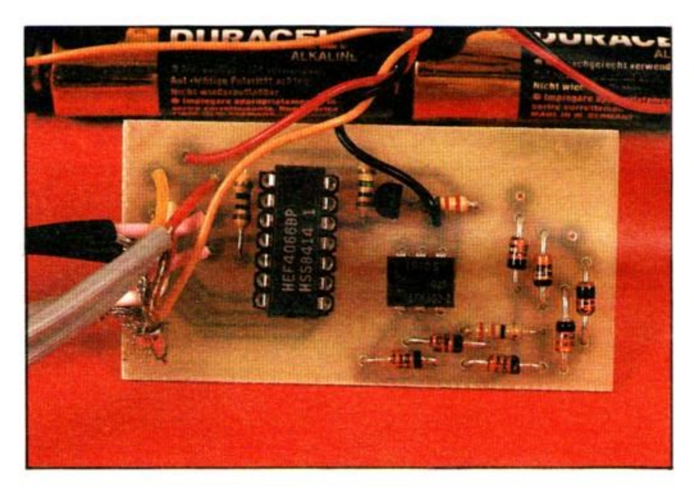


Fig. 1. – Schéma de principe de notre commutateur A.F.

dance d'entrée, nous avons pu charger les collecteurs des transistors par des résistances de très haute valeur ohmique. Comme le circuit intégré ne consomme pratiquement rien, nous aurons une consommation totale très faible, ce qui permet d'avoir une alimentation par piles. Mieux encore, inutile d'installer d'interrupteur, nous avons mesuré une consommation de 18 µA, avec quatre piles R_6, l'autonomie sera de 100 000 heures, soit environ une douzaine d'années si les piles ne s'usent que si l'on s'en sert ! La consommation augmente au moment de la commutation, une opération très rapide.

La tension d'alimentation choisie permet d'admettre à l'entrée une tension AF de + 9 dBv, tension de sortie maximale d'un lecteur de CD normal ($\simeq$ 2 V).



REALISATION

Le montage est réalisé sur un circuit imprimé, le porte-piles a été doté d'une prise intermédiaire servant à fixer le point de travail en audio, il évite de consommer de l'énergie, cas du pont résistif, et économise les condensateurs de liaison.

Attention ! une partie du circuit imprimé est sous tension secteur, on évitera la proximité des fils du signal et de ceux du secteur. Une bonne précaution : vernir le circuit lorsqu'il sera terminé. Evitez bien sûr tout contact avec les zones où une tension secteur est présente. Pour plus de sécurité, respecter la phase et le neutre (la phase allume un néon tenu par un fil à la main, l'autre fil en contact avec la prise).

Bien respecter le sens du circuit imprimé et surtout des diodes.

UTILISATION

Deux sources se branchent sur les entrées, la sortie va vers l'entrée de l'amplificateur. On fera passer par notre commutateur des signaux de niveau phono, soit pour commuter deux tourne-disques, soit un TD et un lecteur de CD, ce dernier étant muni d'un circuit anti-RIAA proposé par ailleurs.

LISTE DES COMPOSANTS

Commutateur AF automatique

Résistances 1/4 W 5 % :
R_1 : 22 Ω
R_2, R_3 : 1 MΩ
R_4 : 2,2 MΩ

D_1 à D_7 : diodes 1N4001 à 1N4007
CI_1 : C.I. CD 4066
T_1 : transistor BC 238 C, BC 550 C, etc.
Ph_1 : photocoupleur SL 5500, SFH 600 ou autre si même brochage.

Emetteur FM TV

Résistances 1/4 W 5 % :
R_1 : 10 kΩ
R_2 : 2,2 kΩ
R_3 : 100 kΩ
R_4 : 330 Ω

Condensateurs :
C_1 : 4,7 nF, céramique ou plastique
C_2 : 4,7 µF, chimique
C_3 : 2,2 nF, céramique
C_4 : 22 pF, céramique
C_5 : 4,7 pF, céramique
C_6 : 47 nF, céramique

T_1 : transistor RF BF 199
L_1 : 4 spires fil 0,6 mm émaillé sur diamètre 5 mm

Fig. 2. – Le circuit imprimé (échelle 1/1).

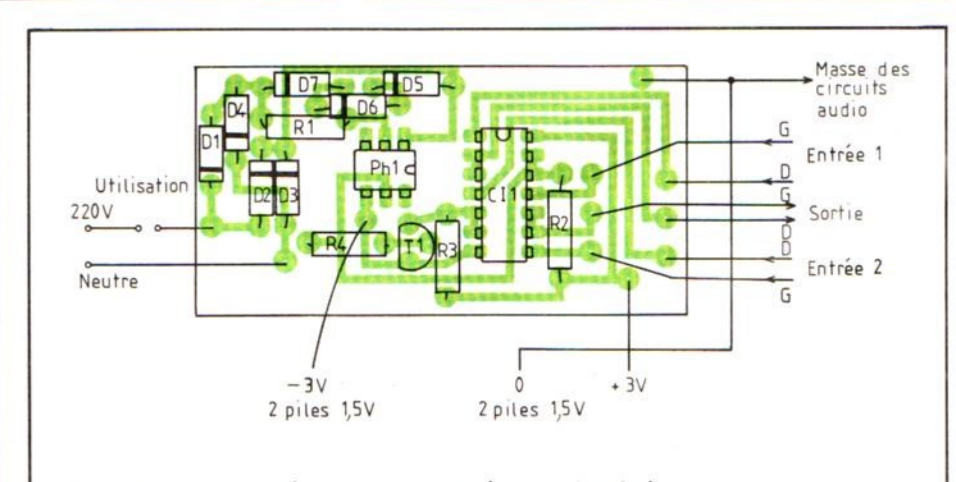


Fig. 3. – Implantation des composants sur le circuit imprimé.